

**Universidad Carlos III de Madrid**

**Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática**



**Trabajo de fin de grado**

**SISTEMA DE MONITORIZACIÓN DE CONSTANTES**  
**BIOMÉDICAS**

Autora: Almudena Rodríguez Palomino

Tutor: Braulio García Cámara

Director: Josué Pagán Ortiz

Septiembre 2016, Madrid.

# Agradecimientos

*A mis padres Ana y Antonio, por hacer posibles mis estudios, por enseñarme y educarme cada uno a su manera tan diferente del otro. A María y a Félix, por su paciencia.*

*A mis amigos, a todos los que me han escuchado y me han tendido la mano siempre que creía que ya no podía más.*

*A Edu, por hacerme querer ser la mejor versión de mi misma.*

*Y por último a mis tutores, por haberme ayudado siempre que lo he necesitado y por todo lo que he aprendido.*

*A todos,*

*Gracias.*

## Resumen

Este proyecto ha sido concebido a partir de la necesidad de crear un sistema de monitorización ambulatorio de constantes biomédicas, para complementar el proyecto “Modelo de predicción de migrañas” que está desarrollando el grupo GreenDISC de la Universidad Complutense de Madrid (UCM) con el que colabora el Grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas (GDAF-UC3M) de la Universidad Carlos III de Madrid (UC3M), y en el que también están implicadas la Universidad Politécnica de Madrid (UPM) y la Unidad de Cefaleas del Hospital Universitario La Princesa.

Este modelo de predicción de migrañas requiere realizar una continua monitorización ambulatoria de constantes biométricas sobre pacientes que sufren de migraña. Esto implica que se han de medir una gran cantidad de variables durante un largo periodo de tiempo y de manera ininterrumpida, lo cual presenta diversas dificultades, sobre todo a la hora de que el paciente haga una vida normal. Dos de estas variables son el pulso cardiaco y la saturación en sangre, que se pueden sacar a partir de la señal fotopletismográfica. Actualmente estas se pueden medir con pulsioxímetros tradicionales tipo pinza o con electrodos cardiacos superficiales situados cerca del corazón. Ambos sistemas tienen los inconvenientes de la incomodidad de la pinza y las limitaciones de los electrodos, puesto que no son flexibles, se despegan fácilmente y limitan mucho las zonas donde pueden situarse.

Con este proyecto se pretende resolver estos problemas diseñando un pulsioxímetro *wearable* que resulte más cómodo para los pacientes, para ello se ha empleado un sistema óptico de reflexión. Además se ha diseñado y montado el sistema electrónico de acondicionamiento y amplificación de la señal, de modo que la misma sea fácilmente interpretable.

El prototipo experimental final es tal que se minimiza el tamaño y se monta sobre una *printed circuit board* (PCB) flexible. Esto hace que en un futuro, cuando se reciba la PCB cuya fabricación ya ha sido encargada, dicho sistema se pueda integrar en un parche, que pueda colocarse en el cuello o en el pecho, donde no resulte molesta y además se pueda obtener una buena señal de medida. Además un sistema software se ha implementado para captar la señal ya acondicionada y mostrar por pantalla parámetros interesantes, tales como la curva fotopletismográfica de pulso (PPG en sus siglas en inglés), el pulso cardiaco (HR) y la saturación de oxígeno en sangre (SpO<sub>2</sub>).

## Abstract.

This project has been conceived in response to the need of creating an ambulatory monitoring system of biometric constants, to complement the “Modeling for Migraine Per-Patient Prediction from Ambulatory Data” project that is being developed by the GreenDISC group of the *Universidad Complutense de Madrid* (UCM), in collaboration with of the Fotonic Displays and Applications Group (GDAF-UC3M) of the *Universidad Carlos III de Madrid* (UC3M), also working with the *Universidad Politécnica de Madrid* (UPM) and the Cephelea Unit of the *La Princesa* Hospital.

This model of migraine prediction requires a non-stop ambulatory monitoring of biometric constants over patients suffering from migraine. In order to ensure the proper functioning of this monitoring, it will be necessary to measure a large amount of variables during a long period of time, presenting diverse difficulties, especially for the patient when he intends to develop his normal activities. Two of these variables are the heart rate and the oxygen saturation. Nowadays these variables can be measured with standard pin shaped pulse oximeters or with cardiac surface electrodes, but both of these systems have disadvantages of discomfort and limitations.

The main goal for this project is to provide an effective solution for the previously stated problems by designing a wearable pulse oximeter through a reflective optic system, resulting in a more comfortable device for the patients. Additionally, the electronic system for the conditioning and amplification of the signal has been designed and assembled.

The final prototype is conceived with the minimum size for a flexible printed circuit board, once received in the future this system could be integrated in a skin patch for the neck or chest area, where a good quality signal can be sensed. Finally, a software system has also been created to capture the signal after the conditioning and display the parameters of interest: the photoplethysmography signal, the heart rate, and the oxygen saturation.

## Índice de contenido

Capítulo 1. Introducción y objetivos .....	10
1.1- Introducción .....	10
1.1.1-Motivación: La monitorización ambulatoria en pacientes .....	10
1.1.2.-Estado del arte .....	11
1.2.-Objetivo.....	13
1.3.-Especificaciones del sistema .....	14
1.4.-Fases del proyecto .....	14
1.5.- Medios utilizados .....	15
1.6.- Marco teórico.....	16
Capítulo 2. Diseño del sistema .....	19
Capítulo 3.Diseño hardware.....	21
3.1.- Etapa 1.Toma de medidas.....	21
3.1.1-Etapa 1: Alimentación y control de encendido de los LEDs.....	22
3.1.2-Etapa 1: Señal generada por el fotodiodo .....	24
3.1.3-Etapa 1: Amplificador de transimpedancia (TIA) .....	25
3.2.- Etapa 2.Acondicionamiento de la señal.....	26
3.2.1-Etapa 2: Filtro paso alto (HPF) .....	28
3.2.2-Etapa 2: Filtro paso bajo (LPF) .....	30
3.2.3-Etapa 2: Amplificador de instrumentación .....	32
Capítulo 4. Implementación experimental y pruebas del diseño hardware.....	35
4.1.- Etapa 1.Toma de medidas.....	37
4.1.1-Etapa 1: Alimentación y control de encendido de los LEDs.....	37
4.1.2-Etapa 1: Amplificador de transimpedancia (TIA) .....	38
4.2.- Etapa 2.Acondicionamiento de la señal.....	39
4.2.1-Etapa 2: Filtro paso alto (HPF) .....	39
4.2.2-Etapa 2: Filtro paso bajo (LPF) .....	40
4.2.3-Etapa 2: Filtro paso bajo RC .....	41
4.2.4-Etapa 2: Amplificador de instrumentación .....	43
Capítulo 5. Diseño software .....	45
5.1.- Etapa 3. Microcontrolador .....	45
5.2.- Etapa 3. Software de procesado .....	47
Capítulo 6. Integración en sistema compacto.....	50
Capítulo 7. Presupuesto .....	54

Capítulo 8. Conclusiones y líneas futuras.....	56
Bibliografía .....	57
ANEXO I. Cálculos y análisis teóricos.....	58
Cálculo de divisores resistivos para el control de los LEDs. ....	58
Análisis teórico de los filtros Sallen-Key utilizados .....	61
ANEXO II. Hojas de características .....	63
ANEXO III. Planos y <i>layouts</i> .....	66
ACRÓNIMOS.....	69

## Índice de Figuras

Figura 1: Pulsioxímetro tradicional en forma de pinza. ....	11
Figura 2: Esquema de un sistema de pulsioximetría óptico de transmisión, basado en la absorción de luz a determinadas longitudes de onda. ....	11
Figura 3: Figura 3.a: Pulsioxímetro de transmisión para el lóbulo de la oreja. Figura 3.b: Pulsioxímetro flexible de transmisión para adultos. ....	11
Figura 4: Figura 4.a: Sensor de reflexión modelo Nonin 8000R. Figura 4.b: Sensor 8000R siendo usado en adultos. Figura 4.c: Sensor de reflexión modelo 2000T usado para aplicaciones veterinarias. ....	12
Figura 5: Figura 5.a: <i>Smartwatch</i> modelo PurePulse de Fitbit. Figura 5.b: <i>Smartwatch</i> modelo A360 de Polar. ....	13
Figura 6: Diagrama de Gant de las fases de proyecto. ....	14
Figura 7: Figura 7.a: Fuente de alimentación utilizada. Figura 7.b: Osciloscopio utilizado. ....	15
Figura 8: Principales programas utilizados durante el desarrollo del proyecto. ....	15
Figura 9: Forma de onda de la señal PPG. ....	17
Figura 10: Niveles de absorción de Hb y de HbO <sub>2</sub> en función de la longitud de onda incidente sobre ellas. ....	17
Figura 11: Pulsioxímetro de transmisión donde la luz atraviesa el tejido irrigado desde los emisores al receptor posicionado en el lado opuesto. ....	18
Figura 12: Esquema de pulsioxímetro de reflexión donde emisor y receptor están posicionados en el mismo lado. ....	18
Figura 13: Esquema de las 3 etapas principales del sistema. ....	19
Figura 14: Esquema de las etapas del diseño propuesto. ....	20
Figura 15: Sensor SFH7050 de OSRAM, con tres emisores LED y un fotodiodo receptor. ....	21
Figura 16: Tiempos de encendido y apagado de cada LED. ....	22
Figura 17: Diagrama de flujo del código de control de encendido y apagado de los LEDs. ....	22
Figura 18: Divisor resistivo para el LED rojo. ....	23
Figura 19: Divisor resistivo para el LED infrarrojo. ....	24
Figura 20: Diseño del amplificador de transimpedancia utilizado. ....	25
Figura 21: Respuesta en frecuencia del diseño de filtro paso banda. ....	26
Figura 22: Etapas del acondicionamiento de la señal. ....	27
Figura 23: Diseño del HPF utilizado. ....	28
Figura 24: Diagrama de Bode del HPF. ....	28
Figura 25: Esquemático del HPF para simular en Pspice. ....	29
Figura 26: Tensión de salida del HPF, en verde para una Vin a 0,2 Hz y en rojo para una Vin a 2 Hz. ....	29
Figura 27: Diseño del LPF utilizado. ....	30
Figura 28: Diagrama de Bode del LPF. ....	31
Figura 29: Esquemático del filtro paso bajo para simular en Pspice. ....	31
Figura 30: Tensión de salida del LPF, en verde para una Vin a 2,5 Hz y en rojo para una Vin a 15 Hz. ....	32
Figura 31: Amplificador de instrumentación para aportar ganancia y un offset a la señal ya filtrada. ....	33

Figura 32: Tensión de salida del sistema completo, amplificada y con offset ( $V_o$ representada en rojo) al introducirle la señal $V_{in}$ representada en verde. ....	34
Figura 33: Placa de conversión de SMD a DIP para poder realizar las pruebas experimentales iniciales.....	35
Figura 34: Cara top de la PCB prototipo.....	35
Figura 35: Cara bottom de la PCB prototipo. ....	36
Figura 36: Sistema completo con PCB prototipo para la realización de pruebas experimentales. ....	36
Figura 37: Etapa 1 del diseño propuesto. ....	37
Figura 38: Señales de control de encendido y apagado de los LEDs procedentes del microcontrolador. Canal CH1 señal del LED rojo. Canal CH2 señal del LED infrarrojo. ....	37
Figura 39: Señales de control de los LEDs tras el divisor resistivo correspondiente a cada uno de ellos. Canal CH1 señal del LED rojo. Canal CH2 señal del LED infrarrojo. ....	38
Figura 40: Comparativa de la señal generada por el sensor y la señal conseguida tras todo el acondicionamiento. Canal CH1 tensión de salida del TIA. Canal CH2 tensión $V_o$ . ....	38
Figura 41: Etapa 2 del diseño propuesto. ....	39
Figura 42: Canal CH1 entrada del HPF. Canal CH2 salida del HPF.....	39
Figura 43: Canal CH2 entrada del LPF. Canal CH1 salida del LPF .....	40
Figura 44: Canal CH2 señal de salida del LPF en detalle para mostrar el ruido de altas frecuencias. ....	40
Figura 45: Filtro paso bajo RC.....	41
Figura 46: Salida del filtro RC frente a distintas frecuencias de entrada. En verde para una señal de entrada a 5 Hz, en rojo a 50 Hz, y en azul a 75 Hz. ....	42
Figura 47: Canal CH1 entrada del filtro RC. Canal CH2 salida del filtro RC. ....	42
Figura 48: Canal CH1 salida del AD620 sin etapa RC. Canal CH2 salida del LPF.....	43
Figura 49: Canal CH1 salida del AD620 con etapa RC. Canal CH2 salida del filtro RC. ....	43
Figura 50: Etapa 3 del diseño propuesto. ....	45
Figura 51: Diagrama de flujo del código de Arduino.....	46
Figura 52: Diagrama de flujo I del código de Matlab: Setup.....	47
Figura 53: Datos recibidos por el puerto serie, en rojo los correspondientes al LED rojo y en azul los del LED infrarrojo. ....	47
Figura 54: Diagrama de flujo II del código de Matlab: Adquisición y almacenamiento I.....	48
Figura 55: Representación gráfica de la señal PPG y saturación de oxígeno en sangre a un pulso de 72 pulsaciones por minuto.....	49
Figura 56: Representación gráfica de la señal PPG y saturación de oxígeno en sangre a un pulso de 66 pulsaciones por minuto.....	49
Figura 57: Diseño final de la FPCB enviada a fabricar. ....	50
Figura 58: Cara top de la FPCB fabricada. ....	51
Figura 59: Cara bottom de la FPCB fabricada.....	51
Figura 60: Figura 60.a: Conector <i>Molex</i> hembra. Figura 60.b: Conector <i>Molex</i> macho y hembra. Figura 60.c: Conector <i>Molex</i> para 4 pines.....	53
Figura 61: Figura 61.a: Adhesivos Prim Trode de 50x50mm. Figura 61.b: Adhesivos Prim Trode de 50mmx90mm. ....	53
Figura 62: Divisor resistivo para LED rojo.....	58
Figura 63: Divisor resistivo para LED infrarrojo.....	59



Figura 64: Configuración general de un filtro Sallen-Key.....	61
Figura 65: Configuración general de un filtro Sallen-Key paso alto. ....	61
Figura 66: Configuración general de un filtro Sallen-Key paso bajo. ....	62
Figura 67: Huella del conector Molex. ....	66
Figura 68: Huella del sensor SFH7050. ....	66
Figura 69: <i>Layout</i> de la placa de conversión SMD-DIP del sensor SFH7050. ....	66
Figura 70: Cara top de la FPCB. ....	68
Figura 71: Cara bottom de la FPCB.....	68

# Capítulo 1. Introducción y objetivos

## 1.1- Introducción

### 1.1.1-Motivación: La monitorización ambulatoria en pacientes

La migraña es una enfermedad neurológica que provoca fuertes dolores de cabeza y que afecta a un 10% de la población mundial [1]. Actualmente existen tratamientos preventivos que consiguen reducir el número de migrañas, sin llegar a eliminarlas por completo. Se estima que en Europa, la farmacología destinada a paliar los dolores por migrañas, produce un gasto estimado de 1.222€ al año por cada paciente [2].

En los últimos meses, un proyecto liderado por el grupo GreenDISC<sup>1</sup> de la Universidad Complutense de Madrid, en colaboración con la Unidad de Cefaleas del Hospital Universitario de La Princesa de Madrid y el grupo GreenLSI<sup>2</sup> de la Universidad Politécnica de Madrid, ha desarrollado y probado con éxito un modelo predictivo para la alerta temprana de los ataques de migraña. Basado en la monitorización de diversas constantes biomédicas, el modelo predictivo es capaz de aprender los perfiles de evolución de las mismas ante un ataque, prediciendo el inicio de la crisis con hasta 47 minutos de antelación [3]. En un futuro, se espera que este modelo genere una alerta en tiempo real que indique la probabilidad con la que puede aparecer una migraña, de modo que el paciente pueda tomar la medicación correspondiente de manera precoz, y así evitar el dolor.

Se conoce que cuando sucede una migraña, ocurren cambios en variables hemodinámicas controladas por el sistema nervioso autónomo. El sistema desarrollado por estos investigadores necesita de la continua monitorización de variables tales como: ritmo cardiaco, sudoración, temperatura de la piel y saturación de oxígeno en sangre (SpO<sub>2</sub>), durante 24 horas al día y por un período de entre 4 y 6 semanas para un entrenamiento personalizado de los modelos de predicción de cada paciente. Para ello, el paciente debe llevar con él, y en todo momento, un complejo sistema de monitorización ambulatoria formado por varios sensores no invasivos, lo que, en ocasiones, dificulta el normal desarrollo de su vida diaria.

La monitorización ambulatoria de la saturación de oxígeno en sangre y de la señal fotopletismográfica de pulso (PPG), por ejemplo, requiere que el paciente lleve colocada una pinza en su dedo (Figura 1), con las molestias y complicaciones que esto conlleva. Por estas razones, surge la necesidad de desarrollar dispositivos biomédicos *wearables*, que además de permitir una monitorización continua con bajo consumo y sin ser invasivos, sean ergonómicos, es decir, compatibles con la actividad diaria.

---

<sup>1</sup> Enlace a su página web: <https://greendisc.dacya.ucm.es/>

<sup>2</sup> Enlace a su página web: <https://sites.google.com/site/die-upm-es-lsi-teams-edition-backup/>



Figura 1: Pulsioxímetro tradicional en forma de pinza.<sup>3</sup>

### 1.1.2.-Estado del arte

Centrándonos en la monitorización de la saturación de oxígeno en sangre y la señal fotopletismográfica (PPG en sus siglas en inglés) para calcular el ritmo cardiaco, actualmente, existen en el mercado muchas opciones de pulsioxímetros portables. Algunos de ellos se basan en un sistema óptico (Figura 2), que permite evaluar la cantidad de sangre y la concentración de oxígeno dependiendo de la cantidad de luz que es absorbida, a ciertas longitudes de onda. Los sistemas pueden estar basados en principios de transmisión o reflexión de la luz a través de las capas de tejido humano hasta los conductos sanguíneos.

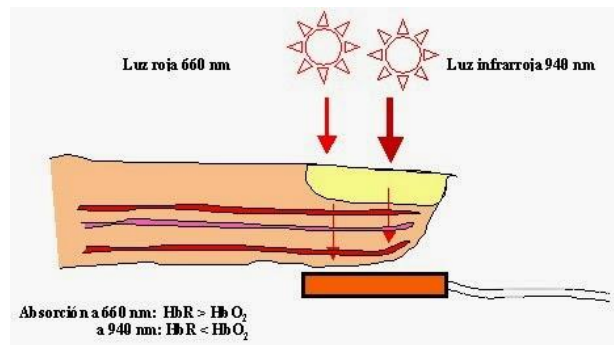


Figura 2: Esquema de un sistema de pulsioximetría óptica de transmisión, basado en la absorción de luz a determinadas longitudes de onda.<sup>4</sup>

Uno de los pulsioxímetros más convencionales es el basado en transmisión y que se coloca en el dedo del paciente mediante una pinza, como el que se ha mostrado anteriormente en la Figura 1. Otras opciones más ergonómicas basadas en el mismo principio, son los pulsioxímetros que se colocan en el lóbulo de la oreja (Figura 3.a), o los que permiten una fijación flexible (Figura 3.b).

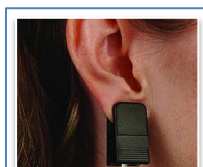


Figura 3.a



Figura 3.b

Figura 3: Figura 3.a: Pulsioxímetro de transmisión para el lóbulo de la oreja<sup>5</sup>. Figura 3.b: Pulsioxímetro flexible de transmisión para adultos<sup>6</sup>.

<sup>3</sup> Fuente: <http://csimg.mercamania.es/srv/ES/00001561qmm/T/340x340/C/FFFFFF/url/estetoscopio-multifunciancon.jpg>

<sup>4</sup> Fuente: <http://www.medinetclicnic.es/blog/wp-content/uploads/2013/12/foto22214.jpg>

A pesar de la facilidad de uso de este tipo de pulsioxímetros, su uso es incómodo para el paciente, dadas las limitaciones que se tienen a la hora de utilizar la mano en el que está situado o por la presión continua que ejercen los colocados en el lóbulo de la oreja, puesto que acaban generando dolor. Por ello, éstos no están pensados para monitorización ambulatoria y sólo para uso en ingresos clínicos o estudios de apnea del sueño en casa del paciente.

El mismo fenómeno óptico puede ser observado en reflexión, tal y como se comentó, con la ventaja de que un sistema de reflexión puede ser más compacto y más fácil de acoplar al paciente. Esto hace que sea una de las mejores opciones a la hora de realizar monitorizaciones ambulatorias. La empresa *NONIN*<sup>7</sup>, líder en el sector, ha desarrollado y comercializa varios modelos de pulsioxímetros por reflexión, para su uso en adultos (Figuras 4.a y 4.b) o en aplicaciones veterinarias (Figura 4.c)



Figura 4.a

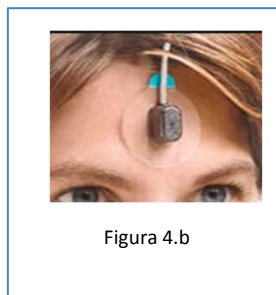


Figura 4.b

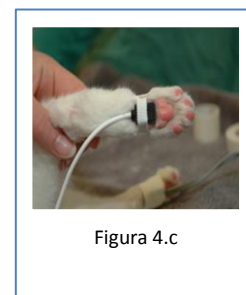


Figura 4.c

**Figura 4:** Figura 4.a: Sensor de reflexión modelo Nonin 8000R. Figura 4.b: Sensor 8000R siendo usado en adultos. Figura 4.c: Sensor de reflexión modelo 2000T usado para aplicaciones veterinarias.

Estos modelos se basan en un sensor óptico acoplado que, para su uso en adultos, se coloca mediante una ventosa en la frente (Figura 4.b). Éste se une mediante un cable a un pequeño monitor donde se interpreta la señal y se representan las medidas de interés.

En los últimos años, y gracias al auge de los *smartwatches*, algunos de estos relojes o relojes deportivos de altas prestaciones (Figuras 5.a y 5.b) incluyen entre sus funciones la lectura del ritmo cardíaco y saturación de oxígeno en sangre o el PPG. La principal desventaja de estos dispositivos es que a pesar de su buena precisión, cuando el sensor no se encuentra en perfecto contacto con la piel, sea por movimientos o sudor, se introduce mucho ruido en las medidas, provocando que la lectura final de la señal sea poco exacta.

<sup>5</sup> Fuente: [http://www.shop.proactmedical.co.uk/Nonin-PureLight%C2%AE-Reusable-SpO2-Sensor,-Ear-Clip-\(1m-Cable\)/872.htm](http://www.shop.proactmedical.co.uk/Nonin-PureLight%C2%AE-Reusable-SpO2-Sensor,-Ear-Clip-(1m-Cable)/872.htm)

<sup>6</sup> Fuente: <http://www.nonin.com/FlexSensors>

<sup>7</sup> Enlace a su página web: <http://www.nonin.com/>



Figura 5: Figura 5.a: *Smartwatch* modelo PurePulse de Fitbit<sup>8</sup>. Figura 5.b: *Smartwatch* modelo A360 de Polar<sup>9</sup>.

Este tipo de relojes no sólo existen para fines deportivos, un modelo que destaca por su finalidad de investigación es el E4 de *Empatica*<sup>10</sup>, que incluye un sensor PPG y un sensor electrodérmico, entre otros, cuya función es medir estímulos en el sistema nervioso simpático relacionados con emociones como el estrés, el compromiso o la excitación. Éste tiene los mismos inconvenientes que los modelos deportivos, y un elevado coste que lo hace inviable para una monitorización continua.

### 1.2.-Objetivo

El propósito principal del proyecto es generar un nuevo sistema óptico *wearable* de monitorización de constantes biomédicas, en particular del PPG para así poder calcular la saturación de oxígeno en la sangre y el pulso cardíaco. Para ello se va a caracterizar un sistema óptico de reflexión, así como diseñar y caracterizar la electrónica de acondicionamiento de la señal y un sistema firmware y software para la captura, envío, interpretación y visualización de los resultados.

Este sistema, pretende valer para su uso en la monitorización ambulatoria de los pacientes que participen en el proyecto de predicción de crisis de migrañas de la *UCM* mencionado anteriormente. Por eso se busca, principalmente, que el sistema diseñado mejore la comodidad que presentan los pulsioxímetros tradicionales, mejorando la movilidad del paciente y el correcto desarrollo de sus tareas cotidianas, así como suponer un ahorro económico con respecto a las soluciones que monopoliza *NONIN*. Con ello se pretende conseguir que los pacientes puedan llevar una vida lo más normal posible mientras que se miden estas constantes.

En este Trabajo Fin de Grado se realizará el diseño e implementación de un dispositivo de medida de PPG, saturación de oxígeno en sangre ( $SpO_2$ ) y pulso cardíaco compacto, ergonómico e integrable con el actual sistema de monitorización de constantes biométricas del grupo GreenDISC y de coste reducido. Se desarrolla además el firmware y software de captación, visualización e interpretación de datos.

<sup>8</sup> Fuente: <https://www.fitbit.com/es/purepulse>

<sup>9</sup> Fuente: [https://www.polar.com/sites/all/themes/polarwd/images/b2c/a360\\_anim5\\_2.mp4](https://www.polar.com/sites/all/themes/polarwd/images/b2c/a360_anim5_2.mp4)

<sup>10</sup> Enlace a su página web: <https://www.empatica.com/e4-wristband>

### 1.3.-Especificaciones del sistema

Para cumplir con los objetivos del proyecto el sistema debe cumplir las siguientes condiciones:

- Debe ser un sistema no invasivo.
- Debe medir el PPG.
- Debe medir la saturación de oxígeno en sangre.
- Debe medir el pulso cardiaco.
- Debe ser compacto, siendo lo más pequeño posible.
- Debe ser ergonómico, para la comodidad del paciente.
- Debe tener el menor coste posible.

### 1.4.-Fases del proyecto

En la Figura 6 se muestra el Diagrama de Gant de las fases del proyecto, en el que se especifica qué tareas se realizaron y el tiempo invertido en cada una de ellas.

- **Fase de concepción**  
Esta primera fase, se dedicó a buscar información y a entender distintos conceptos teóricos, para poder identificar las necesidades del sistema.
- **Fase de definición.**  
En este momento se fijaron las especificaciones del sistema y se marcaron los objetivos del proyecto.
- **Fase de ejecución.**  
Fue el período más largo y el que más dificultades presentó, ya que se realizaron múltiples diseños fallidos del sistema hardware, hasta que se dio con una solución válida. Durante este tiempo se realizaron todos los cálculos y montajes de prueba, se diseñó y fabricó la PCB prototipo para realizar las pruebas experimentales. También se realizó el diseño del sistema software y de la placa de circuitos impresos (*printed circuit board* o PCB) flexible, pidiendo presupuestos y realizando la gestión del pedido.
- **Fase final.**  
Por último, este periodo se dedicó a la redacción de la memoria.

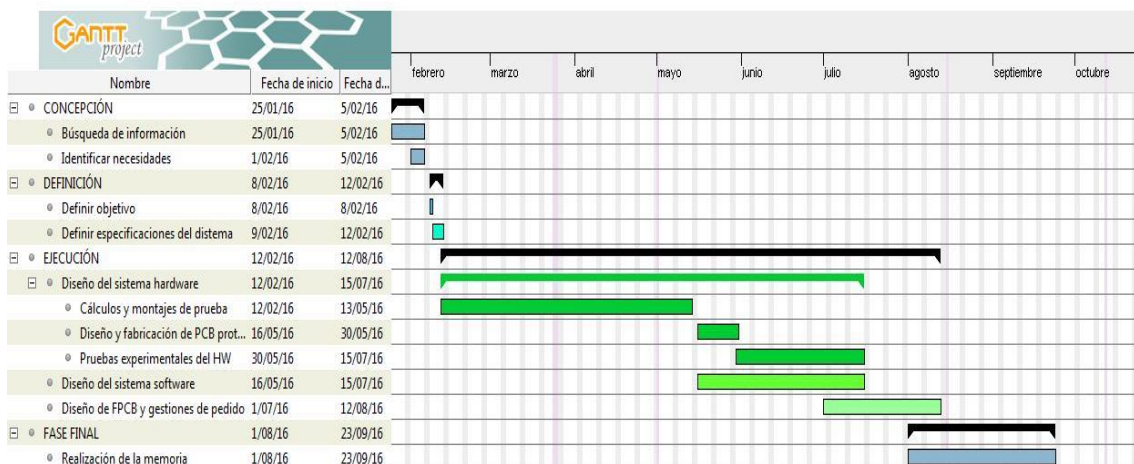


Figura 6: Diagrama de Gant de las fases de proyecto.

## 1.5.- Medios utilizados

Para realizar el diseño e implementación del sistema se han utilizado los siguientes medios, presentes en el laboratorio del Grupo de Displays o Aplicaciones Fotónicas (GDAF-UC3M).

Para alimentar el sistema se ha utilizado una fuente de alimentación marca Lendher (Figura 7.a) con tres salidas, una fija de 0 a 5 V y dos ajustables de 0 a 30 V. Para realizar los montajes iniciales se han utilizado varias placas *protoboard* junto con los componentes disponibles en el laboratorio, y para medir las señales se ha usado el osciloscopio digital de marca Siglent con 4 canales (Figura 7.b), con un ancho de banda de 60MHz.

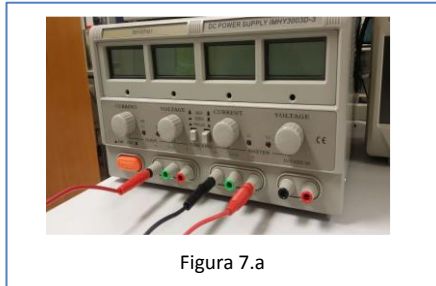


Figura 7.a

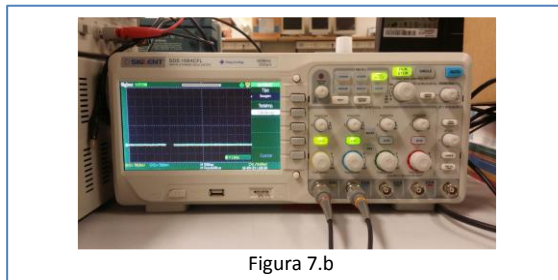


Figura 7.b

Figura 7: Figura 7.a: Fuente de alimentación utilizada. Figura 7.b: Osciloscopio utilizado.

A la hora de diseñar la PCB prototipo y la versión final se ha utilizado el software Eagle (Figura 8.a); el montaje del prototipo ha sido realizado en el laboratorio de los técnicos del Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid.

Además, en cuestión de software se han utilizado Filterpro, Psim y OrCad (Figura 8.b) para realizar simulaciones de los circuitos electrónicos, se ha programado en Arduino (Figura 8.c) para generar el control del hardware y se ha utilizado la placa Arduino UNO como microcontrolador para implementarlo y como tarjeta de adquisición de datos, para finalmente interpretar la señal en Matlab (Figura 8.d).

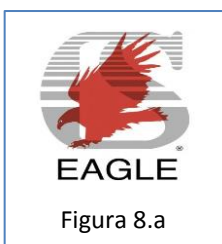


Figura 8.a



Figura 8.b

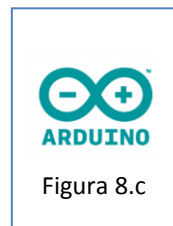


Figura 8.c

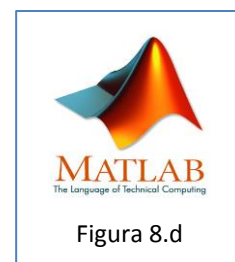


Figura 8.d

Figura 8: Principales programas utilizados durante el desarrollo del proyecto.<sup>11</sup>

<sup>11</sup> Fuente: 8.a <http://www.diyaudiocircuits.com/wp-content/uploads/2012/07/CadSoft-logo3.jpg>

Fuente 8.b: <http://www.viatechnology.com/content/images/orcad-logo.png>

Fuente 8.c: <http://seeklogo.com/images/A/arduino-logo-5B8F98793E-seeklogo.com.gif>

Fuente 8.d: <http://www.brainsciencetools.com/sites/brainsciencetools/files/matlab.jpg>

## 1.6.- Marco teórico

En este apartado se explica de manera breve el marco teórico en el que se ha basado este proyecto, incluyendo los principios físicos y de medición de la pulsioximetría.

### *a) Constantes hemodinámicas: ritmo cardiaco, saturación de oxígeno en sangre y señal PPG*

El ritmo cardiaco (HR) es la cadencia a la cual el corazón late, la sucesión de movimientos sístoles y diástoles de la musculatura del corazón. El término sístole se refiere a la fase de contracción del corazón, mientras que diástole es la fase de relajación [4].

El pulso cardiaco normal varía significativamente dependiendo de la edad de la persona, su salud, su actividad física habitual y más factores. La frecuencia cardiaca que se podría considerar normal en un adulto en reposo, varía entre los 60 y 100 latidos por minuto. La Tabla 1 muestra unos valores de ejemplo que resultarían normales en función de la edad.

Edad	Pulsaciones por minuto
Recién nacido	120-170
Lactante mayor	110-130
Niños de 2 a 4 años	100-120
Niños de 6 a 8 años	100-115
Adulto	60-100

Tabla 1: Valores normales de pulsaciones por minuto en función de la edad.

Por otro lado, la cantidad de oxígeno que transporta la sangre es un parámetro fundamental dentro de nuestras constantes vitales. La hemoglobina es la proteína encargada de realizar este transporte, y cada molécula de hemoglobina es capaz de llevar hasta 4 moléculas de oxígeno.

Este parámetro se mide mediante el porcentaje de oxígeno ( $O_2$ ) que se transporta en la sangre. Por ejemplo, si una molécula de hemoglobina sólo transporta 2 moléculas de  $O_2$ , está utilizando un 50% de su capacidad. Por ende, en una muestra mayor de sangre, 2.000 moléculas de hemoglobina podrían transportar 8.000 moléculas de  $O_2$ ; en caso de que se estén transportando 7.000, significaría que el nivel de saturación de oxígeno en sangre es del 87,5%. Si el nivel de saturación es bajo, significa que no está llegando el suficiente oxígeno a los órganos y células del cuerpo, lo cuál puede ser provocado por un fallo respiratorio y es posible que desemboque en la muerte. El nivel ideal de  $SpO_2$  varía en cada persona, pero lo más habitual en un adulto joven y sano sería entre un 95 y un 100 por ciento.

Para calcular la saturación de oxígeno en sangre debemos saber que existen diferentes tipos de hemoglobina, siendo la hemoglobina reducida (Hb) y la hemoglobina oxigenada ( $HbO_2$ ) las formas mayoritarias. Por ello, en la oximetría de pulso se considera que de manera ideal el cálculo de  $SpO_2$  se realiza como se muestra en la Ecuación 1 [5].

$$SpO_2(\%) = \frac{HbO_2}{HbO_2 + Hb} \times 100 \quad (1)$$



Toda esta información se puede conseguir a partir de la señal fotopletismográfica de pulso. La señal PPG (Figura 9) representa los cambios volumétricos de la sangre y la parte alterna de su forma de onda es la que contiene la información asociada al HR y al  $SpO_2$ , mientras que el nivel de continua se considera ruido, ya que no forma parte de la información que se desea adquirir.

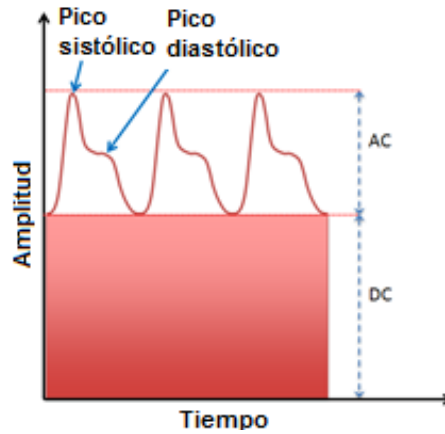


Figura 9: Forma de onda de la señal PPG.

### b) Pulsioximetría

La oximetría de pulso o pulsioximetría es la técnica no invasiva y basada en efectos fotoeléctricos, que permite obtener la señal PPG de un paciente. Para ello, es necesaria la detección de dos variables, Hb y  $HbO_2$ . Estas formas de hemoglobina no tienen el mismo comportamiento frente a un estímulo de luz, ya que cada una tiene su propio coeficiente de absorción (la capacidad de absorber la luz en función de la longitud de onda, por concentración molar). Por ello, cada forma de hemoglobina absorberá más o menos luz en función de la longitud de onda de la luz incidente sobre ellas.

En la Figura 10 se pueden observar como varían los niveles de capacidad de absorción de la Hb y la  $HbO_2$ , para distintas longitudes de onda.

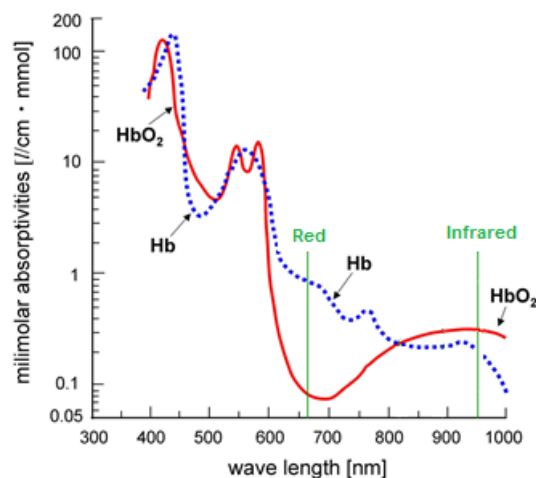


Figura 10: Niveles de absorción de Hb y de  $HbO_2$  en función de la longitud de onda incidente sobre ellas.

La pulsioximetría óptica aprovecha esta propiedad, utilizando dos emisores de luz con longitudes de onda diferentes y un receptor, se puede calcular la concentración de ambos tipos de hemoglobina en la sangre, y con ello calcular el  $SpO_2$ . Como emisores se utilizan un LED rojo ( $\lambda = 660 \text{ nm}$ ) y un LED infrarrojo ( $\lambda = 950 \text{ nm}$ ) y como receptor un fotodiodo o un fototransistor, y el área donde se posicionan estos componentes debe ser relativamente traslúcida a dichas longitudes de onda y tener buen flujo sanguíneo.

Hay dos maneras de utilizar esta técnica:

- Por **transmisión**: los emisores LED y el receptor se colocan en los lados opuestos del tejido irrigado donde tomaremos las medidas (Figura 11). La luz atraviesa el tejido desde los emisores hasta el receptor.

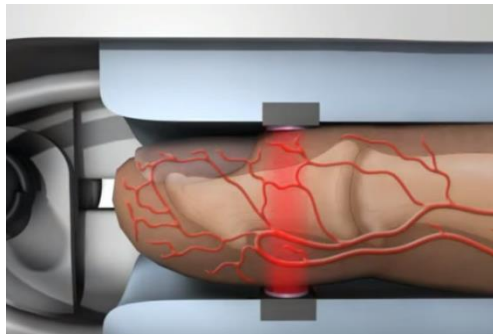


Figura 11: Pulsioxímetro de transmisión donde la luz atraviesa el tejido irrigado desde los emisores al receptor posicionado en el lado opuesto.<sup>12</sup>

- Por **reflexión**: los emisores y el receptor se posicionan en la misma superficie de tejido (Figura 12). La señal que llega al receptor es la que refleja el tejido. Este es el tipo de técnica que se ha elegido para este proyecto.

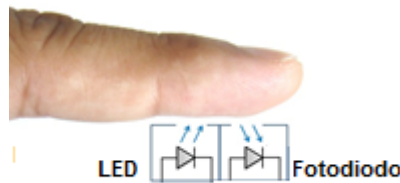


Figura 12: Esquema de pulsioxímetro de reflexión donde emisor y receptor están posicionados en el mismo lado.<sup>13</sup>

<sup>12</sup> Fuente: <https://www.youtube.com/watch?v=2v3rae-73jc>

<sup>13</sup> Fuente: <https://hackadaycom.files.wordpress.com/2012/09/finglonger.jpg?w=800>

## Capítulo 2. Diseño del sistema

Como se ha descrito anteriormente, el proyecto busca el diseño no invasivo, ergonómico y compacto de un sistema óptico de reflexión para la medida del PPG, saturación en sangre y ritmo cardiaco. El sistema completo va a estar dividido en 3 partes diferenciadas (Figura 13).

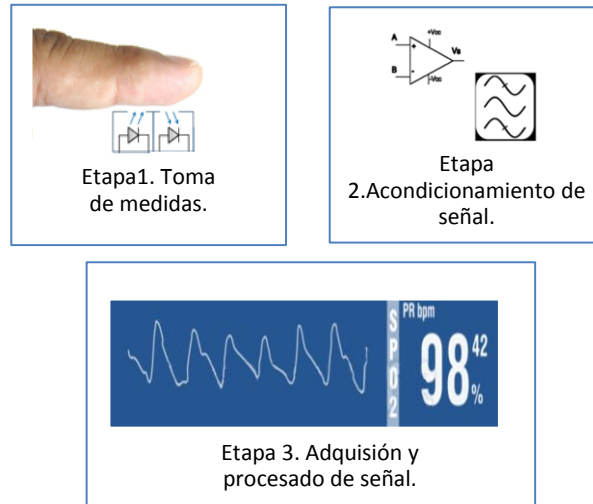


Figura 13: Esquema de las 3 etapas principales del sistema.

- **Etapa 1. Toma de medidas.**

Esta parte engloba el sistema óptico necesario para hacer las medidas, así como la electrónica de control, alimentación y la conversión corriente-tensión de la señal de salida del sensor.

- **Etapa 2. Acondicionamiento de la señal.**

En este apartado se describe toda la electrónica necesaria para filtrar y amplificar la señal de forma conveniente, eliminando el ruido y dando como resultado una señal adecuada para el sistema software de adquisición de datos.

- **Etapa 3. Adquisición y procesamiento de la señal.**

En esta etapa, primero se adquiere la señal ya acondicionada por el hardware diseñado a través del microcontrolador de bajo coste, que se puede utilizar como tarjeta de adquisición de datos. Seguidamente se procesa la señal para obtener la curva pletismográfica y calcular a partir de la misma, los valores del ritmo cardiaco y de saturación de oxígeno en sangre. Además todos estos parámetros se muestran así por pantalla.

A continuación se muestra un esquema con todas las etapas del diseño propuesto y algunos detalles de las mismas, así como sus interconexiones (Figura 14).

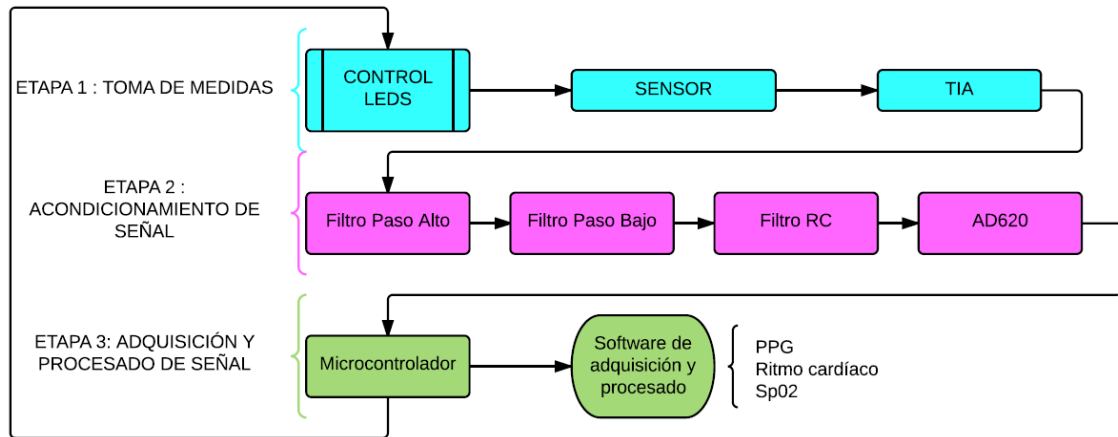


Figura 14: Esquema de las etapas del diseño propuesto.

Los siguientes capítulos detallan el diseño propuesto de cada una de estas etapas, junto con sus análisis, simulaciones y pruebas de funcionamiento correspondientes.

## Capítulo 3. Diseño hardware

Este capítulo engloba, principalmente, lo relativo a las etapas 1 y 2, antes descritas. El diseño y las simulaciones de los circuitos electrónicos se detallan a continuación.

### 3.1.- Etapa 1. Toma de medidas

Esta primera etapa está dedicada al sistema óptico de medida que engloba: el sensor óptico (así como su alimentación y control) y la conversión de la señal de salida del sensor de corriente a tensión, junto con su preamplificación.

Para este proyecto, y tras una búsqueda de lo que ofrece el mercado, se ha elegido el uso del sensor óptico comercial modelo SFH7050 de OSRAM (Figura 15), cuya hoja de características se incluye en el Anexo II. Este dispositivo consta de tres emisores LED: verde ( $\lambda = 525 \text{ nm}$ ), rojo ( $\lambda = 660 \text{ nm}$ ) e infrarrojo ( $\lambda = 950 \text{ nm}$ ) y un fotodiodo para las tres bandas. Este sensor está diseñado expresamente para la aplicación requerida, cumpliendo los requisitos más importantes para el sistema:

- No es invasivo.
- Es de pequeño tamaño.
- Contiene, como mínimo, dos emisores LEDs de distinta longitud de onda.
- Contiene un receptor de la señal óptica de interés.
- Es un dispositivo de montaje superficial (SMD en sus siglas en inglés).



Figura 15: Sensor SFH7050 de OSRAM, con tres emisores LED y un fotodiodo receptor.<sup>14</sup>

Este sensor requiere un control de encendido y apagado de los LEDs ya que no van a estar encendidos de manera continua, sino que se van a polarizar con modulación por ancho de pulsos (o PWM en sus siglas en inglés) alternando las longitudes de onda del LED rojo e infrarrojo con un ciclo de trabajo menor del 50%.

Además, ya que la señal generada por el fotodiodo es una señal de corriente, hay que añadir a su salida los elementos necesarios para conseguir trabajar con tensión.

<sup>14</sup> Fuente: [http://www.osram-os.com/Graphics/medium/XPic8/00143433\\_0.jpg](http://www.osram-os.com/Graphics/medium/XPic8/00143433_0.jpg)

### 3.1.1-Etapa 1: Alimentación y control de encendido de los LEDs

Dado que el sensor cuenta con varios LEDs y un único fotodiodo, se requiere un control de encendido selectivo de los 2 LEDs utilizados, de modo que las señales no se solapen y las medidas del fotodiodo estén siempre asociadas a una longitud de onda concreta (Figura 16). Así pues, las señales de control de los LEDs rojo e infrarrojo (el verde no se va a usar en este proyecto) no serán continuas, y además deben adaptarse a sus valores adecuados de excitación para no superar la tensión y corriente máxima recomendada.

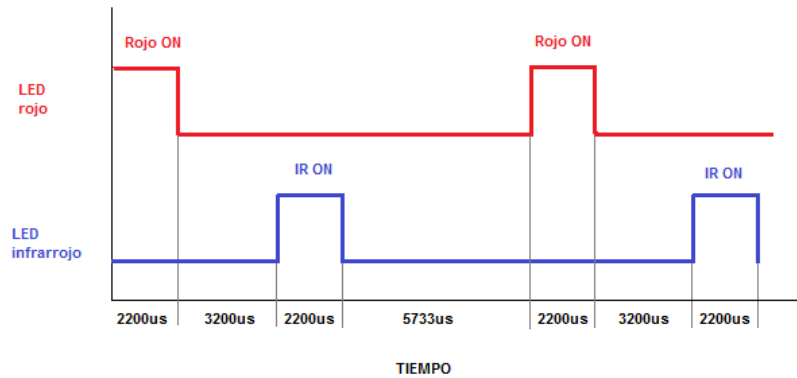


Figura 16: Tiempos de encendido y apagado de cada LED.

Las señales de encendido y apagado de cada LED las proporciona un microcontrolador, que hace las funciones de driver de LEDs y de tarjeta de adquisición de la señal una vez ha sido acondicionada. El ciclo de encendido y apagado de los LEDs es el mostrado en la Figura 17.

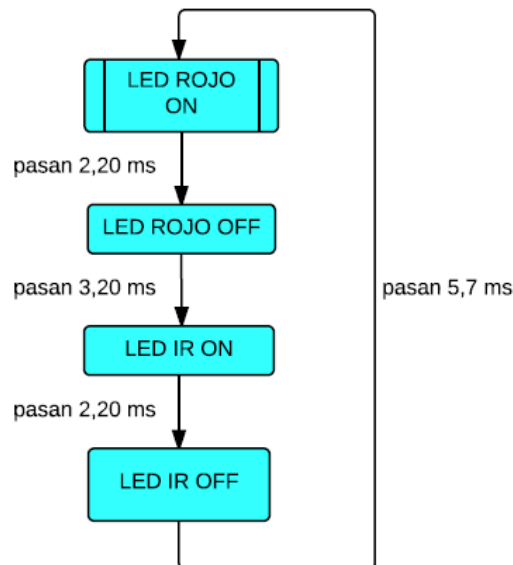


Figura 17: Diagrama de flujo del código de control de encendido y apagado de los LEDs.

El microcontrolador genera señales de control de 0 a 5 V, y dado que los LEDs son controlados mediante corriente, una vez que están correctamente polarizados, es necesario diseñar un circuito electrónico adecuado a las necesidades de cada LED para que tengan un comportamiento óptimo. En concreto, se inyectan estas señales a un divisor resistivo para cada LED como se muestra a continuación.

- LED rojo

Este LED necesita de una corriente de 20,0 mA y una tensión en directa de 2,1 V (Tabla 2). Para ello, el divisor resistivo correspondiente es el que se muestra en la Figura 18. Los valores de las resistencias que han sido calculados provocan que el LED rojo emita una señal óptica de 12,2 mW.

Parámetro	Valor
$I_{\text{ROJO}}$	20,0 mA
$V_{\text{ROJO}}$	2,1 V
$P_{\text{ROJO}}$	12,2 mW

Tabla 2: Valores para el LED rojo.

La fuente de tensión simula la señal cuadrada con un *duty cycle*, o ciclo de trabajo, del 16,5% generada por el microcontrolador, es decir, la relación de tiempo de encendido y apagado de los LEDs es del 16.5%. La señal será inyectada al divisor para garantizar que el LED se encienda y apague según lo descrito anteriormente.

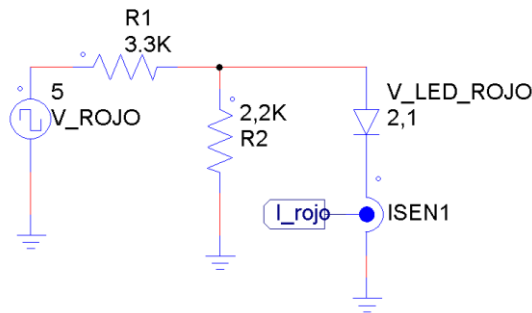


Figura 18: Divisor resistivo para el LED rojo.

- LED infrarrojo

En este caso el LED infrarrojo ha sido caracterizado para una corriente de 20 mA y una tensión de 1,3 V, quedando el circuito resultante de la Figura 19, y emitiendo una potencia óptica de 5,2 mW (Tabla 3).

Parámetro	Valor
$I_{\text{IR}}$	20,0 mA
$V_{\text{IR}}$	1,3 V
$P_{\text{IR}}$	5,2 mW

Tabla 3: Valores para el LED infrarrojo.

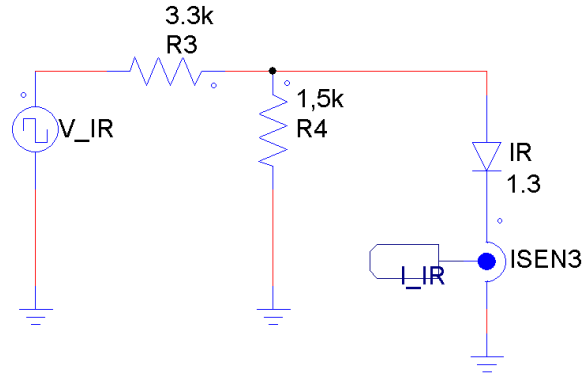


Figura 19: Divisor resistivo para el LED infrarrojo.

### 3.1.2-Etapa 1: Señal generada por el fotodiodo

Una vez tenemos caracterizadas las corrientes que circulan por los LEDs, el fotodiodo generará una corriente proporcional a la potencia óptica que recibe de cada LED y la responsividad de éste ante cada una de longitudes de onda, según la expresión de la Ecuación 2.

$$I_{PD} = (P_{LED}) \cdot R(\lambda) \quad (2)$$

Donde  $R(\lambda)$  es la responsividad del fotodiodo, la cual depende de la longitud de onda de la luz incidente, y  $P_{LED}$  es la potencia emitida por cada uno de los LEDs que forman el sensor.

La fotocorriente generada por el fotodiodo, de manera ideal suponiendo que recibe toda la potencia óptica generada por cada LED, se puede calcular de la siguiente forma:

- Para LED rojo:

$$I_{PD} = (R_{ROJO} \cdot I_{ROJO}) \cdot R_{PD\_ROJO} = (0,608 \cdot I_{ROJO}) \cdot 0,47 = 0,29 \cdot I_{ROJO} \quad (3)$$

- Para LED infrarrojo:

$$I_{PD} = (R_{IR} \cdot I_{IR}) \cdot R_{PD\_IR} = (0,26 \cdot I_{IR}) \cdot 0,77 = 0,2 \cdot I_{IR} \quad (4)$$

Siendo  $R_{ROJO}$  y  $R_{IR}$  las eficiencias de ambos LEDs, y  $R_{PD\_ROJO}$  ,  $R_{PD\_IR}$  la responsividad del fotodiodo a la longitud de onda de emisión de cada LED, y por último,  $I_{ROJO}$  e  $I_{IR}$  las corrientes inyectadas en cada LED. Los valores de las eficiencias y de la responsividad de los componentes del sensor se obtienen de su hoja de características (ver Anexo II) y cuyos valores se detallan en la Tabla 4.

	Parámetro	Valor (mW/mA)
LEDs	$R_{ROJO}$	0,608
	$R_{IR}$	0,26
Fotodiodo	$R_{PD\_ROJO}$	0,47
	$R_{PD\_IR}$	0,77

Tabla 4: Valores de eficiencias y responsividad de los elementos del sensor SFH7050.



### 3.1.3-Etapa 1: Amplificador de transimpedancia (TIA)

Dado que la salida que genera el fotodiodo es una señal de corriente y las siguientes etapas trabajan usando valores de tensión, es necesario implementar un conversor corriente-tensión. En particular, en este trabajo, se ha diseñado un amplificador de transimpedancia (TIA) como el mostrado en la Figura 20.

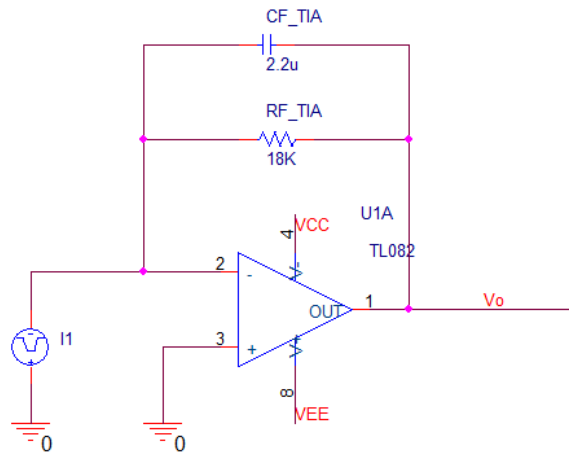


Figura 20: Diseño del amplificador de transimpedancia utilizado.

No se escogió un sistema más simple, dadas las complicaciones de respuesta en frecuencia que conlleva el trabajar con frecuencias entre los 0,5 y 5 Hz asociadas al pulso cardíaco. Los valores de la resistencia  $R_F$  y del condensador  $C_F$  fijan tanto la frecuencia de corte a la que funciona correctamente este conversor, como el grado de amplificación de la señal de salida. Dichos valores se calcularon tanto teórica como experimentalmente mediante un potenciómetro, de modo que la señal de salida fuese fácilmente medible durante ambos casos de encendido de los LEDs.

Tras varias pruebas, controlando que la señal fuera lo suficientemente grande alcanzando un rango de milivoltios (mV) y a la vez no saturase, se decidió un valor de  $R_F = 18 \text{ k}\Omega$  y un  $C_F = 2,2 \text{ }\mu\text{F}$ .

### 3.2.- Etapa 2. Acondicionamiento de la señal

Existe un problema a la hora de interpretar y obtener la información necesaria de la señal de tensión que ofrece la Etapa 1: el ruido. La banda de frecuencias en las que se encuentra el ritmo cardiaco está entre los 0,5 y los 5 Hz aproximadamente, como se muestra en la Tabla 5 (siendo el intervalo desde 3,6 Hz hasta 5 Hz una banda de guarda). Esta banda de frecuencias posibles es tan estrecha, y se encuentra en un rango tan bajo de frecuencias, que exige un filtrado exhaustivo de la señal obtenida.

Frecuencia (Hz)	Pulsaciones por minuto
5	300
3,6	220
3	180
2	120
1	60
0,5	30

Tabla 5: Ejemplos de la relación de frecuencia y latidos por minuto.

Son muchas las fuentes posibles de ruido, desde la absorción y difusión de la luz por los tejidos y huesos de la zona de aplicación, provocando una señal continua, hasta la luz externa al sensor provocando ruido en alterna. Es por ello que se necesita una etapa de filtrado capaz de aislar la banda necesaria, manteniendo un nivel de tensión adecuado para su posterior procesado.

Dado que una de las especificaciones del sistema es que tenga un tamaño pequeño, la primera opción que se estudió para la implementación de la etapa de filtrado fue el uso de un filtro paso-banda activo de configuración Sallen-Key. Esto permitiría filtrar tanto el ruido de alta frecuencia como el de baja y hacer una amplificación de la señal en un mismo circuito electrónico, reduciendo coste y dimensiones. Tras las primeras pruebas y diseños, se comprobó que esta alternativa no es factible dado el rango de frecuencias en el que se trabaja. Las pequeñas frecuencias, el estrecho ancho de banda y la gran ganancia requerida, hacían que el filtro paso banda no se comportara como se esperaba. Esto es porque este filtro requería unas condiciones muy exigentes, y se concluyó que un filtro paso banda de segundo orden con un ancho de banda tan estrecho y a unas frecuencias tan bajas no es realizable, ya que la Q se disparaba a valores demasiado altos (Figura 21).

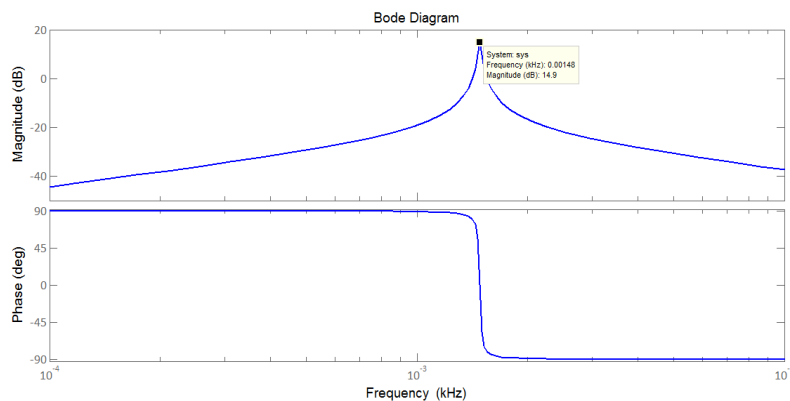


Figura 21: Respuesta en frecuencia del diseño de filtro paso banda.

Por ello, finalmente se decidió diseñar e implementar el esquema de la Figura 22.

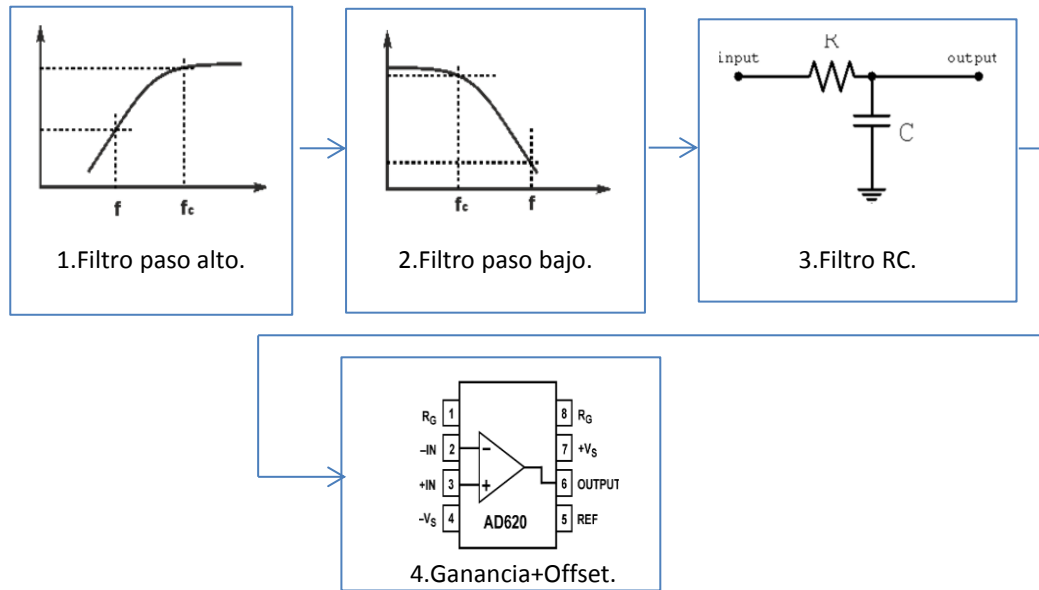


Figura 22: Etapas del acondicionamiento de la señal.

Este esquema es el planteado finalmente, reflejando las etapas en cascada. Primero el HPF, en segundo lugar el LPF, tras él el filtro RC (implementado tras las pruebas experimentales, por lo que se explicará en el Capítulo 4) y finalmente la etapa de ganancia y offset.

### 3.2.1-Etapa 2: Filtro paso alto (HPF)

Como primer elemento de filtrado, se introduce un filtro paso alto para eliminar el ruido de bajas frecuencias que proviene por la difusión y absorción de la luz en los tejidos. Se ha elegido un filtro paso alto, activo, de segundo orden, configuración Sallen-Key (Figura 23); con alimentación  $V_{cc} = 5\text{ V}$  y  $V_{ee} = -5\text{ V}$ , ganancia  $5\text{ V/V}$   $f_c = 0,5\text{ Hz}$ .

Los valores de los componentes de este filtro se han optimizado con la herramienta *Filterpro*, que utiliza circuitos estándar y optimiza valores para unos parámetros de entrada dados. La Figura 23 muestra el diseño final así como los valores de componentes obtenidos.

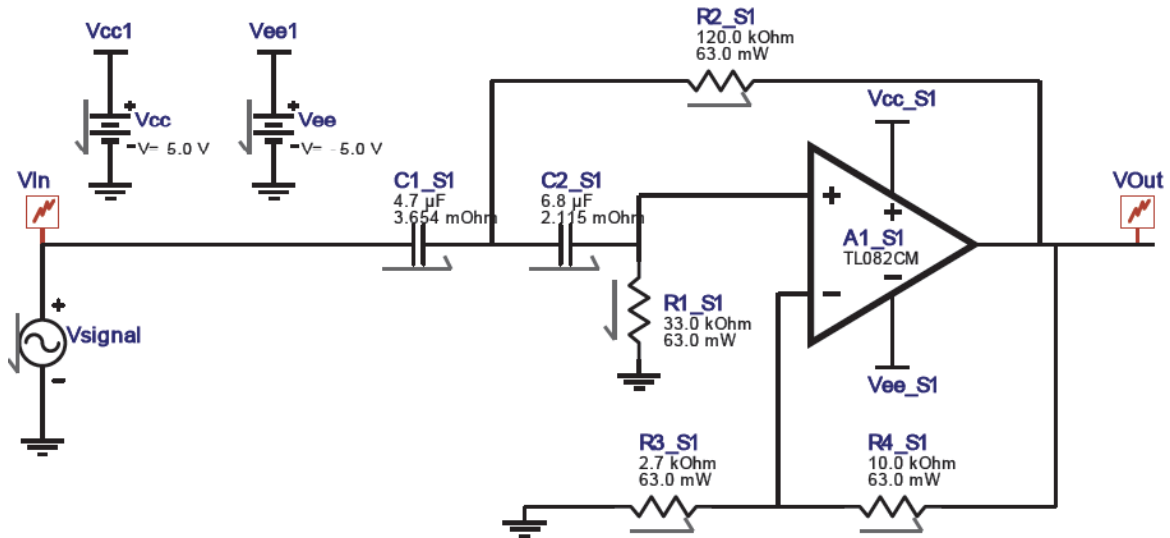


Figura 23: Diseño del HPF utilizado.

El comportamiento específico del mismo se ha caracterizado mediante el diagrama de Bode que se muestra en la Figura 24. En él se puede observar que:

- La frecuencia de corte es, efectivamente, 0,5 Hz, ya que cuando baja 3 dB pasando de 13,4 dB a 10,4 dB la frecuencia es 0,000493 kHz  $\approx 0,5\text{ Hz}$ .
- La ganancia también es la deseada ya que es de 13,4 dB, es decir de  $4,67\text{ V/V} \approx 5\text{ V/V}$ .

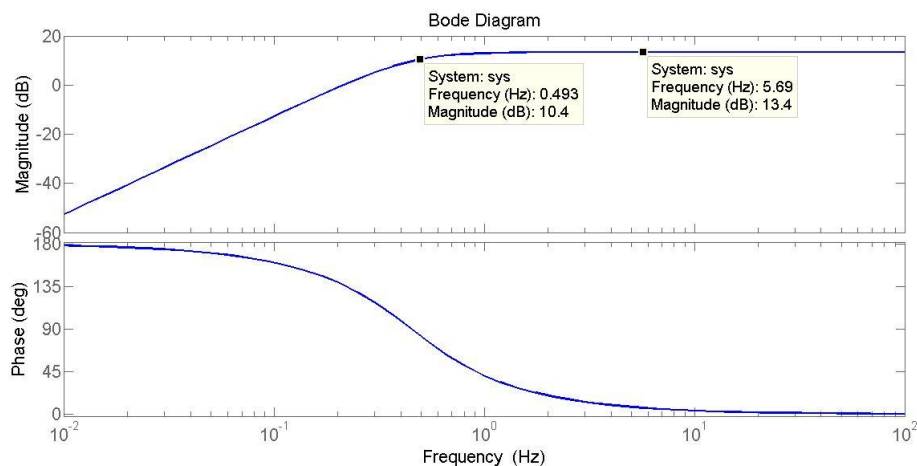


Figura 24: Diagrama de Bode del HPF.

El análisis teórico que se ha realizado para estudiar su comportamiento en frecuencia, está presente en el Anexo I.

Además, se ha simulado el comportamiento de dicho filtro mediante la herramienta Orcad Pspice. Utilizando una fuente senoidal (Figura 25) para simular la señal de entrada, se puede comprobar si el filtro atenúa o amplifica la señal  $V_{in}$  dependiendo de su frecuencia tal y como se espera. Se ha elegido una fuente con amplitud 0,5 V, ya que nuestra señal tendrá valores de un orden de centenares de milivoltios a la salida del TIA.

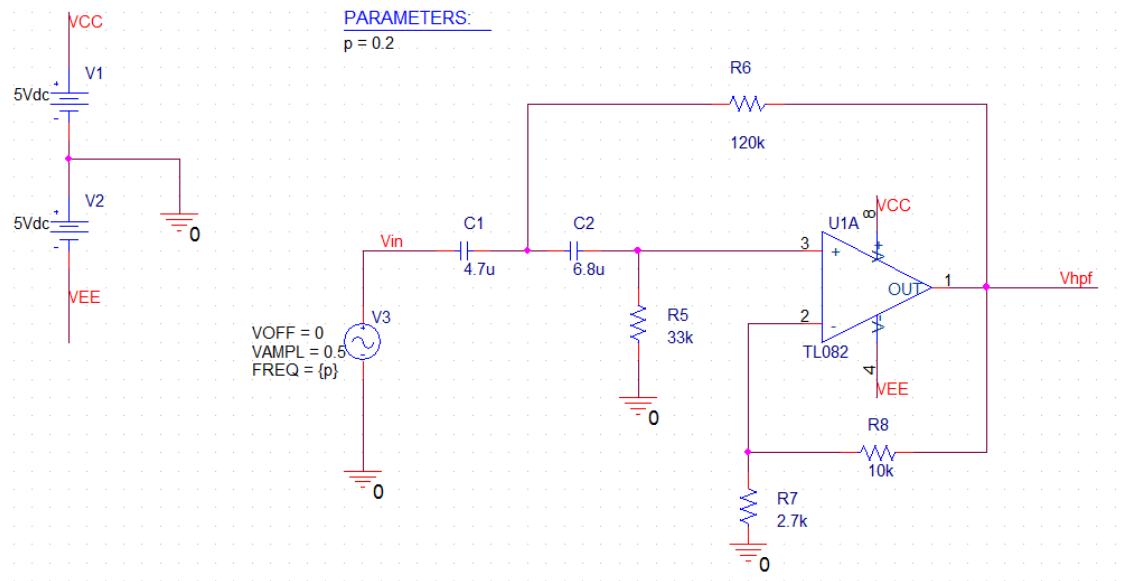


Figura 25: Esquemático del HPF para simular en Pspice.

Utilizando un análisis paramétrico se pueden asignar distintos valores a la frecuencia de entrada y así poder compararlos en la misma gráfica. En la Figura 26 se muestra la tensión de salida del HPF para dos valores distintos de tensión de entrada ( $V_{in}$ ). La tensión en verde, representa la salida del HPF frente a una  $V_{in}$  a 0,2 Hz, y la señal en rojo, es la respuesta del filtro frente a una  $V_{in}$  a 2 Hz.

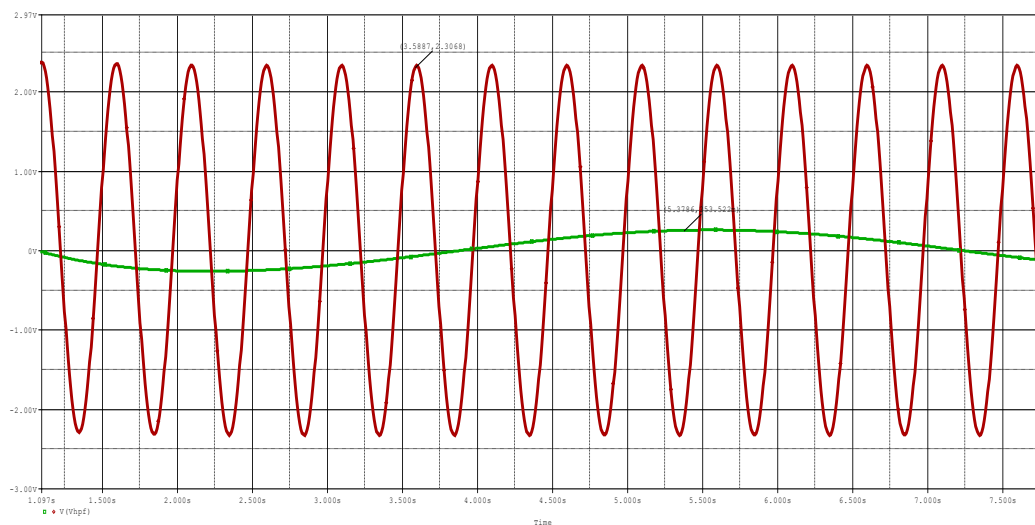


Figura 26: Tensión de salida del HPF, en verde para una  $V_{in}$  a 0,2 Hz y en rojo para una  $V_{in}$  a 2 Hz.

Se puede apreciar que la tensión  $V_{HPF}$  representada en verde, se atenúa ligeramente pasando a 253 mV, ya que la entrada está a 0,2 Hz, es decir, por debajo de la frecuencia de corte de 0,5 Hz. Por otro lado, la señal  $V_{HPF}$  representada en rojo, está amplificada con respecto a la entrada, pasando de 0,5 V a 2,31V, ya que la frecuencia de entrada es mayor a la frecuencia de corte. Esto supone una ganancia de 4,62 V/V muy próxima a la ganancia de 5 V/V, lo que está de acuerdo con lo diseñado anteriormente.

Con esta simulación se puede concluir que el filtro paso alto se está comportando correctamente.

### 3.2.2-Etapa 2: Filtro paso bajo (LPF)

Una vez han sido eliminadas las bajas frecuencias no deseadas con el HPF, se implementa una etapa para eliminar las altas frecuencias: el filtro paso bajo (LPF). Con él, se elimina el ruido que proviene de las altas frecuencias como el de la luz ambiente, en el rango de 50 Hz, que se puede introducir en el sensor de manera involuntaria. Ha sido diseñado para una  $f_c = 5$  Hz.

Se ha elegido un filtro paso bajo, activo, de segundo orden y configuración Sallen-Key (Figura 27); con alimentación  $V_{cc} = 5$  V y  $V_{ee} = -5$  V, ganancia 5 V/V y  $f_c = 5$  Hz. De nuevo, se ha utilizado *Filterpro*, para optimizar los valores de los componentes. La Figura 27 muestra el diseño con los valores de componentes obtenidos. En la Figura 29 se muestra el diseño final con los valores comerciales que han sido utilizados.

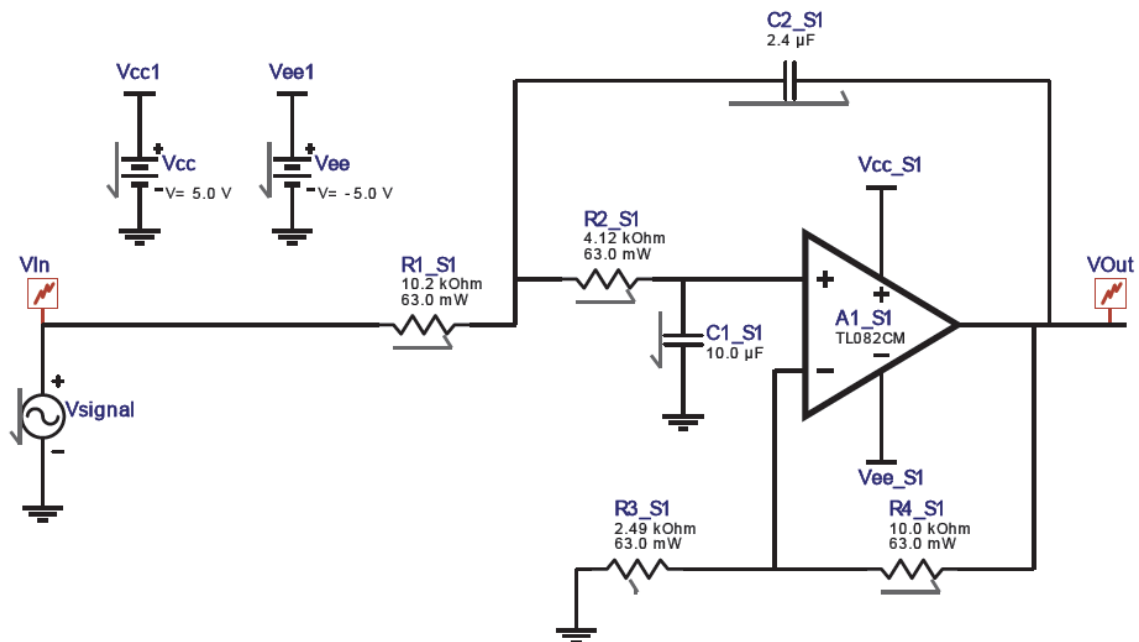


Figura 27: Diseño del LPF utilizado.

El comportamiento específico del LPF se puede observar en el diagrama de Bode mostrado en la Figura 28. En él se puede observar que:

- La frecuencia de corte es, efectivamente los 5 Hz deseados, ya que cuando baja 3 dB pasando de 14 dB a 11 dB la frecuencia es 5,1 kHz  $\approx$  5Hz.
- La ganancia también es la deseada ya que es de 14 dB, es decir de 5,01 V/V  $\approx$  5 V/V.

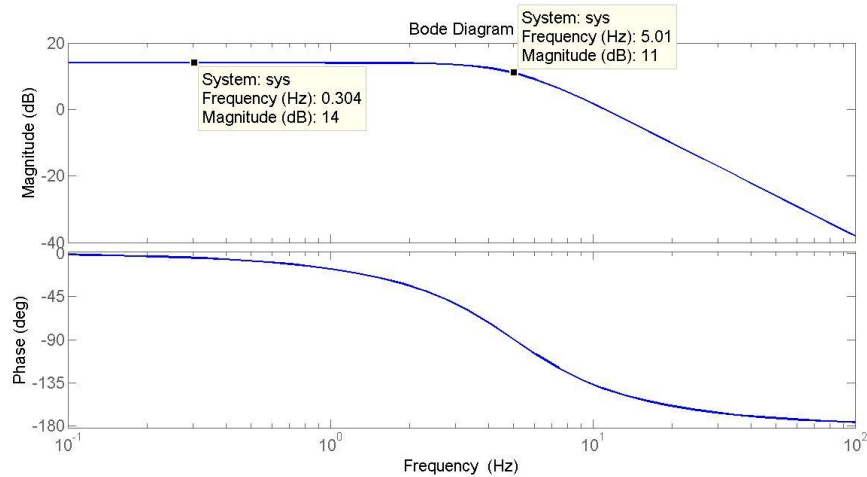


Figura 28: Diagrama de Bode del LPF.

El análisis teórico que se ha realizado para estudiar su comportamiento en frecuencia, está presente en el Anexo I.

Para realizar la simulación del LPF se ha utilizado la misma fuente senoidal de amplitud 0,5 V que para el HPF, y con una frecuencia que podemos variar para estudiar el comportamiento del filtro (Figura 29).

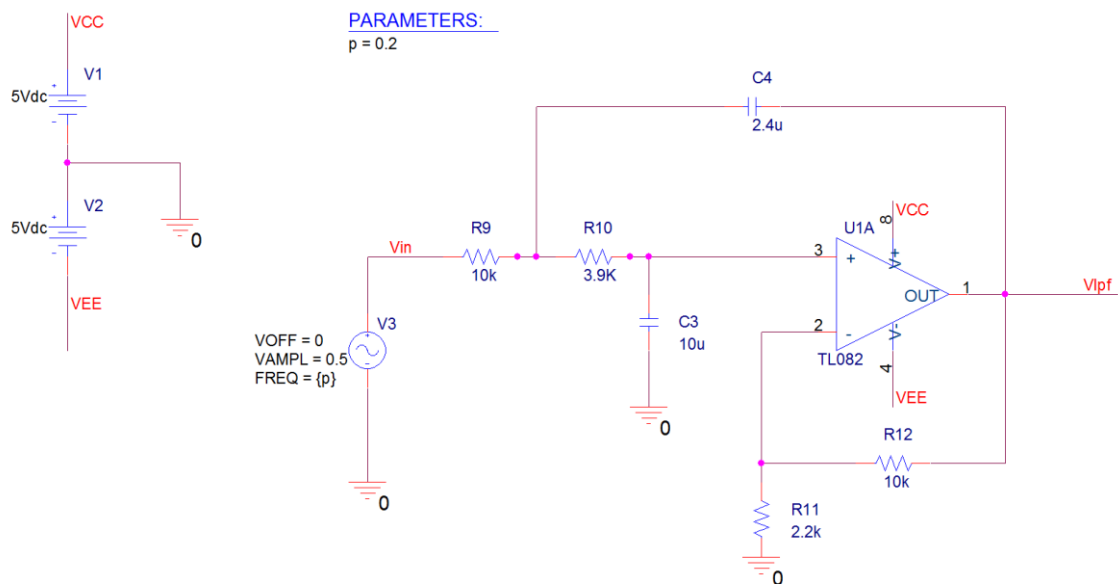


Figura 29: Esquemático del filtro paso bajo para simular en Pspice.

$V_{LPF}$  es la tensión de salida del filtro paso bajo. Está representada (Figura 30) en verde, para una  $V_{in}$  a 2,5 Hz, y en rojo para una  $V_{in}$  a 15 Hz.  $V_{LPF}$  se amplifica en el primer caso, pasando de 0,5 V a 3 V, ya que la entrada está a 2,5 Hz, es decir, por debajo de la frecuencia de corte de 5 Hz. La ganancia en este caso es algo mayor de lo deseado, siendo de 6 V/V; esto es porque se ha simulado el LPF con valores comerciales reales (Figura 29), no los ideales de la Figura 27.

Por otro lado, la señal  $V_{LPF}$  representada en rojo está atenuada, pasando de los 0,5 V originales de la señal de entrada a 352mV. A medida que la frecuencia sea mayor, más se atenuará la señal.

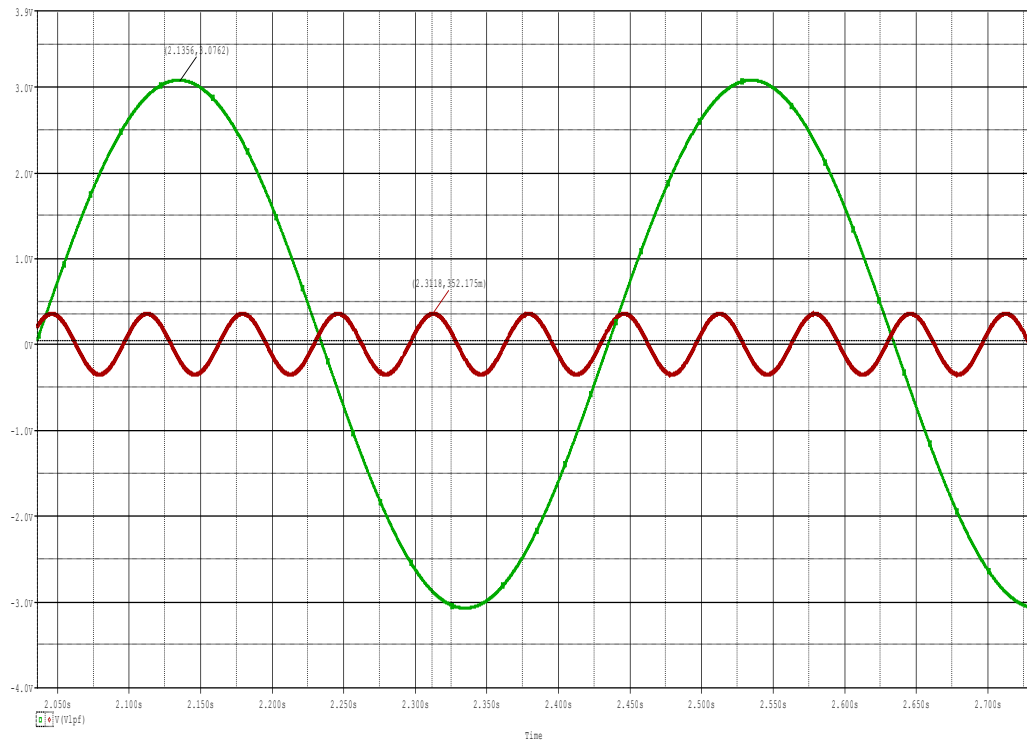


Figura 30: Tensión de salida del LPF, en verde para una  $V_{in}$  a 2,5 Hz y en rojo para una  $V_{in}$  a 15 Hz.

Con esta simulación se puede concluir que el filtro se está comportando como se desea.

### 3.2.3-Etapa 2: Amplificador de instrumentación

Tras haber filtrado el ruido presente en la señal que proporciona el sensor, hay que prepararla para la lectura con el microcontrolador. Éste sólo lee señales entre la referencia y su alimentación, es decir, entre 0 V y 5 V. Por ello es necesario introducir un offset de seguridad, para asegurarnos de que la señal, que ahora mismo está centrada en 0 V, siempre estará presente entre estos valores y no se perderá nada en la lectura.

Para ello, se ha utilizado un amplificador de instrumentación AD620 (Figura 31), y así poder volver a amplificar la señal y obtener valores de amplitud entre 0,5 V y 1 V. La tensión de salida se puede calcular cómo se indica en la Ecuación 5.

$$V_O = (V_+ \cdot G) + V_5 \quad (5)$$

Siendo  $V_+$  la tensión de la entrada no inversora,  $G$  la ganancia y  $V_5$  la tensión introducida en el pin 5 del encapsulado, que sirve para introducir el offset deseado. La ganancia se controla mediante la resistencia  $R_g$ , como se puede ver en la Ecuación 6.

$$G = 1 + \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{R_g} \quad (6)$$



Los valores de ganancia y tensión de offset introducida, se han elegido de manera experimental. Para elegir el valor de la ganancia, se ha probado a medir la tensión de salida del AD620 en condiciones inestables, moviendo el dedo donde se toman las medidas con el sensor. De esta manera, al introducir inestabilidad por no existir buen contacto entre el sensor y la superficie a medir, se producen picos en la señal de salida. Así, se ha podido comprobar que una ganancia demasiado grande podría implicar que la salida saturase en condiciones inestables. Finalmente, debido a que la señal a amplificar tiene un orden de décimas de mV se ha escogido un valor de  $R_g=1,6\text{ k}\Omega$ , que implica una  $G= 30\text{ V/V}$ .

Por último, el valor de offset introducido, debe asegurar que el rango dinámico de la señal se encuentre entre los 0 y 5 V que es capaz de leer el microcontrolador. Con el valor escogido de 3 V de tensión de offset se cumple esta condición.

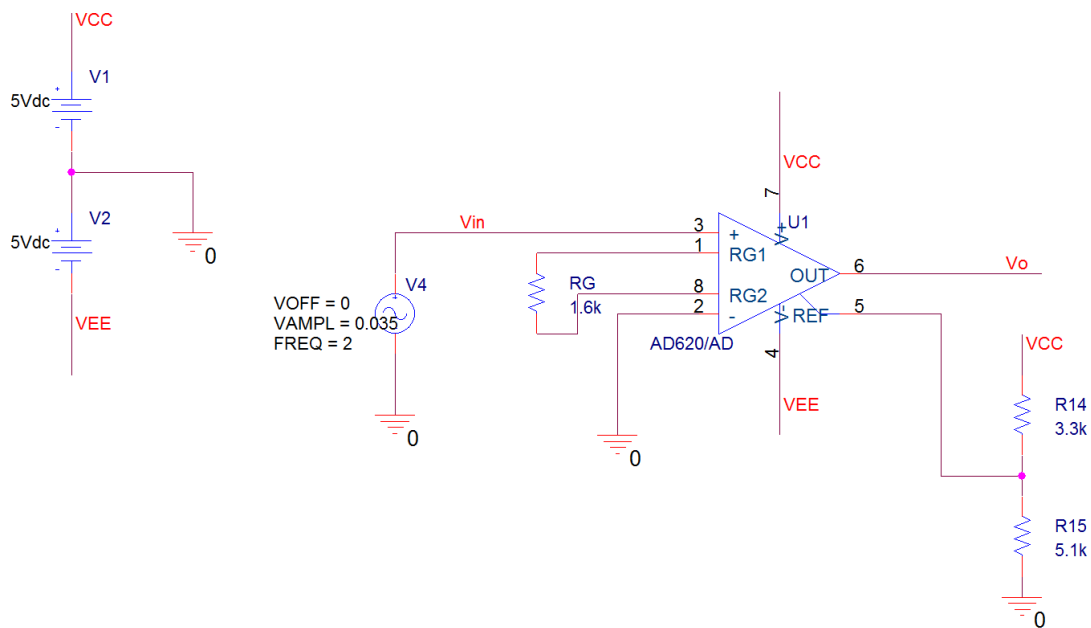
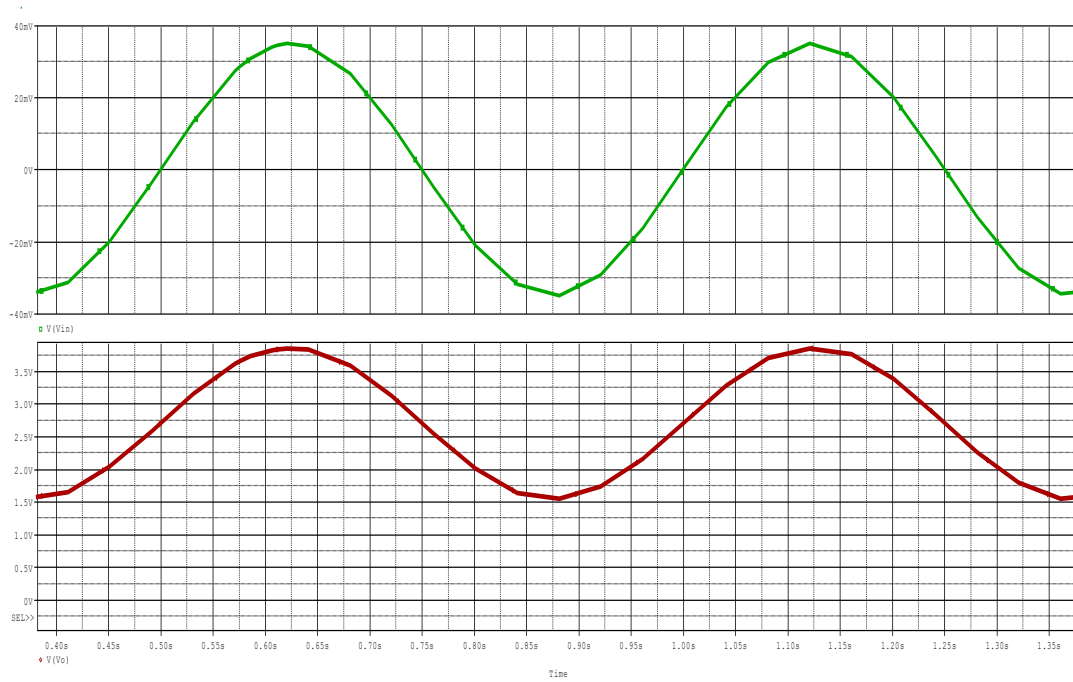


Figura 31: Amplificador de instrumentación para aportar ganancia y un offset a la señal ya filtrada.

Esta etapa también se ha simulado para comprobar su funcionamiento. En la Figura 32 se puede observar en rojo, el comportamiento de la señal de salida  $V_o$  al introducirle la tensión de entrada  $V_{in}$  representada en verde.



**Figura 32: Tensión de salida del sistema completo, amplificada y con offset ( $V_o$  representada en rojo) al introducirle la señal  $V_{in}$  representada en verde.**

La señal de salida tiene un offset de 2,75 V y está amplificada, pasando de 35 mV de amplitud a 1,25 V, lo que implica una ganancia de 32 V/V. Por esto, el diseño se está comportando como lo esperado ya que se obtienen valores muy próximos a los objetivos.

## Capítulo 4. Implementación experimental y pruebas del diseño hardware

En este Capítulo se muestran de manera experimental las señales de entrada y de salida de cada etapa del diseño propuesto, y como ya se mencionó en el Capítulo 3, se explica por qué se incluyó la etapa del filtro RC en el acondicionamiento de la señal.

Para poder utilizar el sensor, de tipo SMD, en las primeras pruebas experimentales que se realizaron en placas de pruebas (*protoboards*), se diseñó y fabricó una pequeña placa de conversión de tipo SMD a componente de inserción (DIP en sus siglas en inglés) (Figura 33). Para poder diseñarla se tuvo que crear primero la huella del propio sensor, ya que no estaba entre las bibliotecas existentes de la herramienta OrCad, se puede ver el *layout* en el Anexo III.

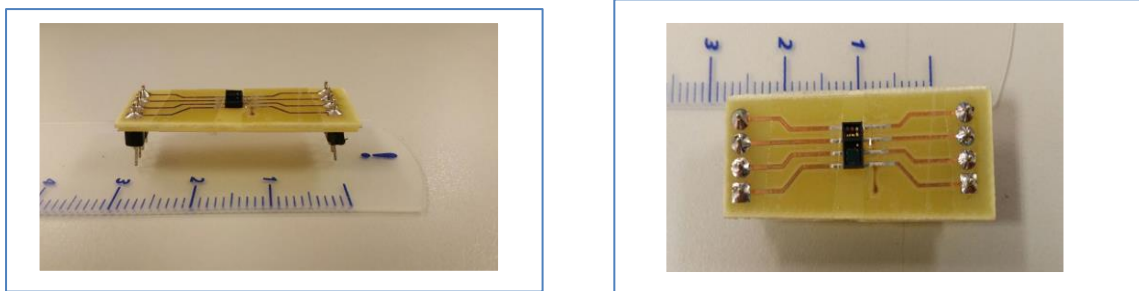


Figura 33: Placa de conversión de SMD a DIP para poder realizar las pruebas experimentales iniciales.

Tras realizar varios montajes de las etapas descritas en el Capítulo 2 en las placas *protoboard*, se decidió realizar una PCB prototipo (Figuras 34 y 35) para la Etapa 1 y los filtros de la Etapa 2 y así evitar que se introdujeran ruidos innecesarios en la señal de salida.

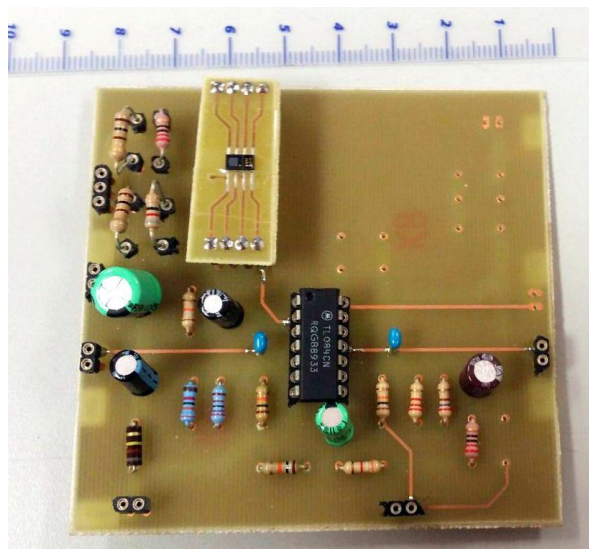


Figura 34: Cara top de la PCB prototipo.

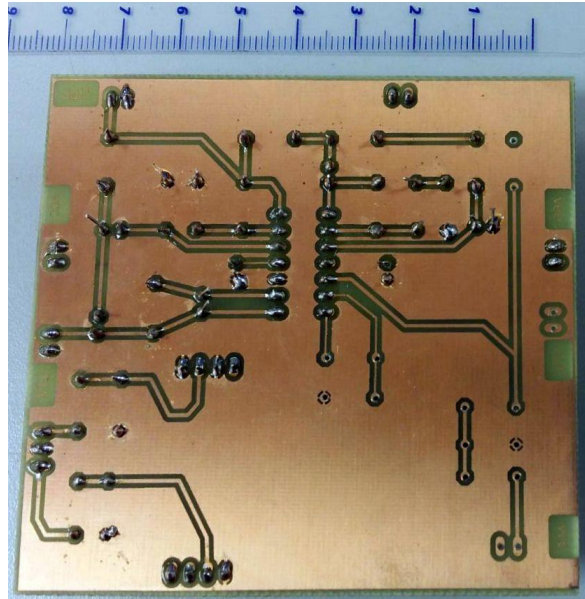


Figura 35: Cara bottom de la PCB prototipo.

A continuación se muestran las pruebas experimentales de cada etapa, habiendo posicionado un dedo sobre el sensor para la toma de medidas, como se muestra en la Figura 36.

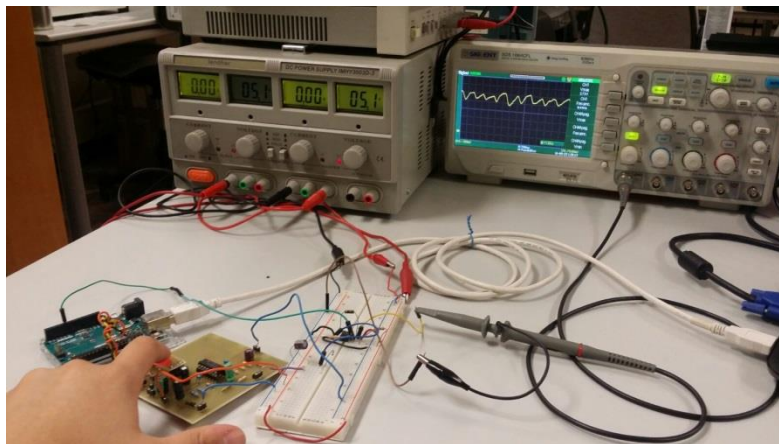


Figura 36: Sistema completo con PCB prototipo para la realización de pruebas experimentales.

#### 4.1.- Etapa 1.Toma de medidas

A continuación, se enumeran las pruebas experimentales realizadas en la Etapa 1 (Figura 37) para comprobar su correcto comportamiento.

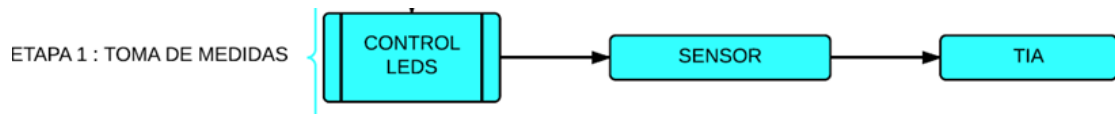


Figura 37: Etapa 1 del diseño propuesto.

##### 4.1.1-Etapa 1: Alimentación y control de encendido de los LEDs

En la Figura 38 se muestra la señal de salida del pin 11 del microcontrolador en el canal CH1, que se corresponde con la señal de control del LED rojo. El canal CH2 se corresponde con la señal de salida del pin 12 del microcontrolador, asignado a la señal de control del LED infrarrojo.

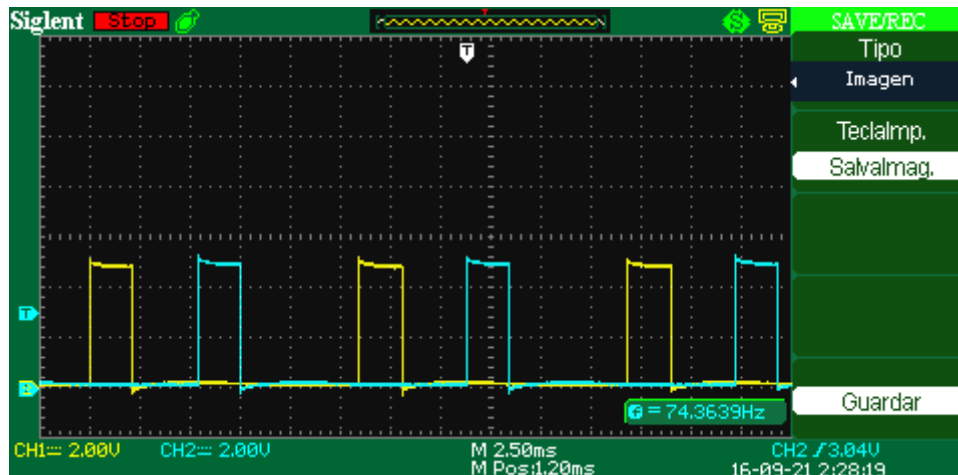


Figura 38: Señales de control de encendido y apagado de los LEDs procedentes del microcontrolador. Canal CH1 señal del LED rojo. Canal CH2 señal del LED infrarrojo.

Los tiempos se corresponden con los deseados, mostrados en la Figura 16 en el Capítulo 2.

En la Figura 39 se pueden observar las señales adecuadas para cada LED, tras haber pasado por sus divisores resistivos correspondientes. El canal CH1 correspondiente al LED rojo, alcanza una tensión de 2 V, un valor muy próximo a los 2,1 V deseados de manera ideal. Por otro lado, la tensión del LED infrarrojo, representada en el canal CH2 tiene el valor que se esperaba de 1,2 V.

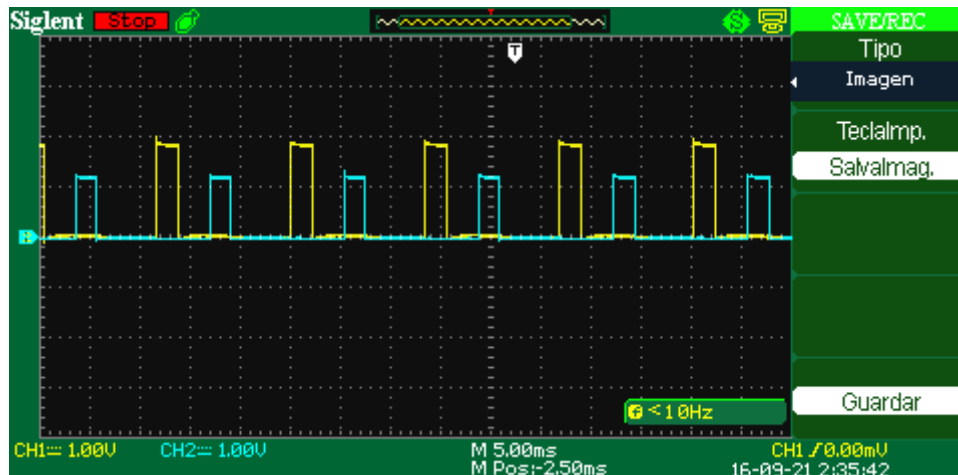


Figura 39: Señales de control de los LEDs tras el divisor resistivo correspondiente a cada uno de ellos. Canal CH1 señal del LED rojo. Canal CH2 señal del LED infrarrojo.

#### 4.1.2-Etapa 1: Amplificador de transimpedancia (TIA)

En el canal CH1 de la Figura 40 se muestra la señal generada por el fotodiodo tras haber pasado por el amplificador de transimpedancia para convertir la señal en valores de tensión, y el canal CH2 se corresponde con la señal de salida del circuito completo ( $V_o$  tensión de salida del AD620).

La señal de salida del TIA, es una señal con ruido, como se puede ver, tanto de bajas como de altas frecuencias. La evolución de la misma y como debe ser su forma final se ha querido mostrar en la misma figura para remarcar la importancia de la siguiente etapa. En la Figura 42, se ve en detalle la señal de salida del TIA representada en el canal CH1.

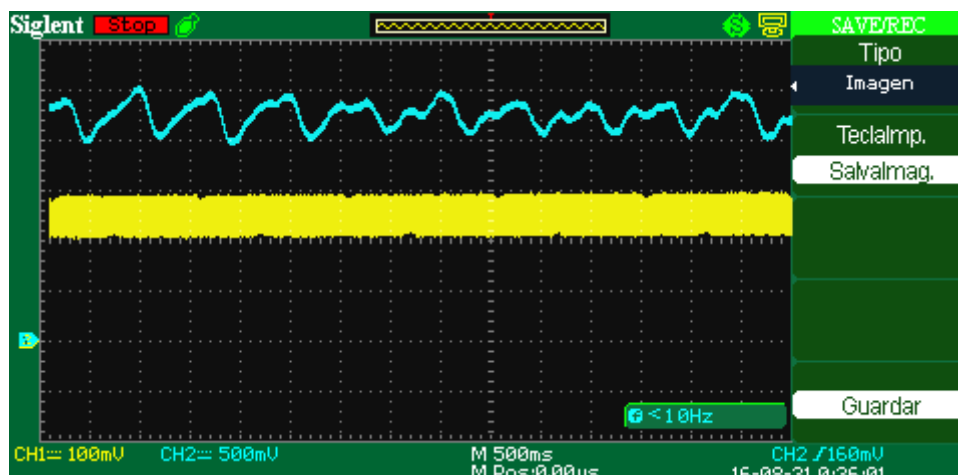


Figura 40: Comparativa de la señal generada por el sensor y la señal conseguida tras todo el acondicionamiento. Canal CH1 tensión de salida del TIA. Canal CH2 tensión  $V_o$ .

## 4.2.- Etapa 2. Acondicionamiento de la señal

Aquí se explican las pruebas realizadas en la Etapa 2, y el por qué se ha incluido el filtro RC entre el LPF y el amplificador de instrumentación (Figura 41).

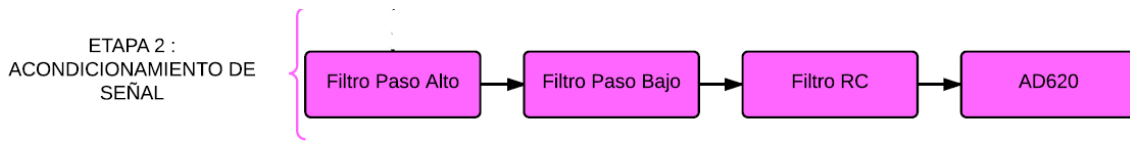


Figura 41: Etapa 2 del diseño propuesto.

### 4.2.1-Etapa 2: Filtro paso alto (HPF)

En la Figura 42 se muestra la señal de salida del TIA detallada en el canal CH1, y la señal de salida del HPF es el canal CH2. Con el HPF se consigue eliminar las bajas frecuencias, por eso se elimina la componente continua de la señal quedando una tensión centrada en cero.

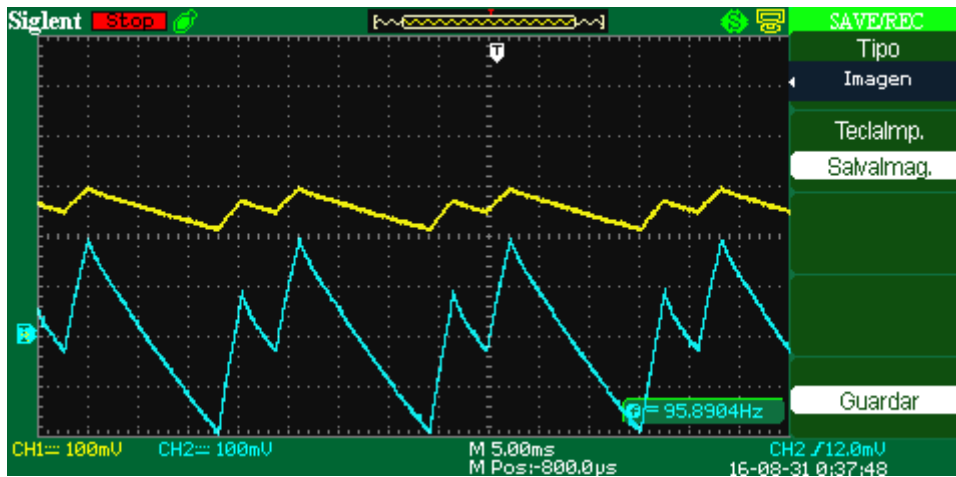


Figura 42: Canal CH1 entrada del HPF. Canal CH2 salida del HPF.

El ruido eliminado presente en la componente continua de la señal, se corresponde al provocado por la dispersión y absorción de la luz en los tejidos. Además, la amplitud de la señal pasa de 50 mV a 220 mV, de manera que la ganancia es 4,4 V/V, muy próximos a los 5 V/V calculados de manera teórica.

#### 4.2.2-Etapa 2: Filtro paso bajo (LPF)

Tras haber eliminado las bajas frecuencias, se comprueba si el filtro paso bajo consigue eliminar las altas frecuencias. En la Figura 43 se muestra en el canal CH2 la señal de entrada al LPF (que es la misma señal que la salida del HPF), y la señal de salida del LPF se muestra en el canal CH1.

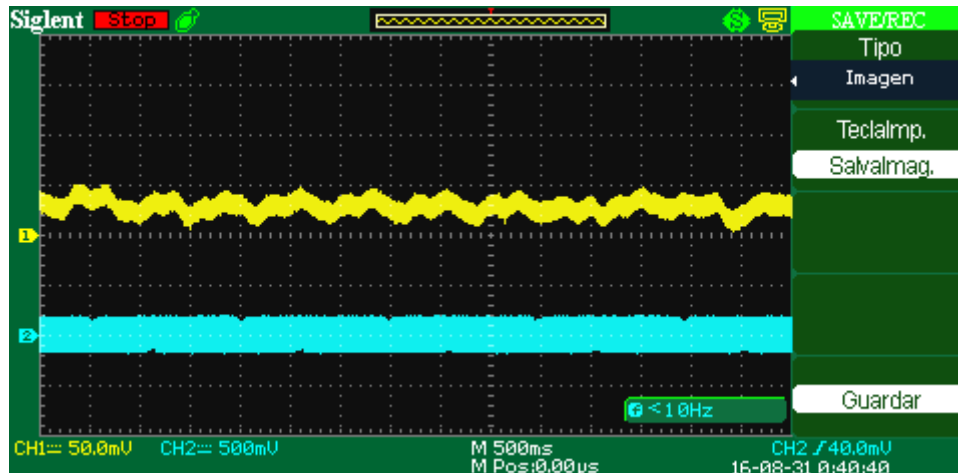


Figura 43: Canal CH2 entrada del LPF. Canal CH1 salida del LPF

La salida del HPF (entrada del LPF) es la misma señal que la mostrada en el canal CH2 de la Figura 42, pero al cambiar la base de tiempos no se observa una señal clara. Se ha decidido incluir esta la Figura 43 para que se vea la comparativa entre la señal que entra en el LPF y la final tras haber eliminado las altas frecuencias.

En la señal del CH1 se empieza a intuir la señal objetivo: la señal fotopletiomográfica de pulso, a partir de la cual podremos calcular los valores de ritmo cardiaco y saturación de oxígeno en sangre. El problema es que, a pesar de haber realizado un filtro para una frecuencia de corte de 5 Hz, en la señal se siguen introduciendo altas frecuencias (Figura 44). A pesar de las diversas pruebas y ensayos que se han llevado a cabo y las distintas configuraciones probadas, no se ha podido eliminar dicha señal, cuyo origen no está totalmente identificado.

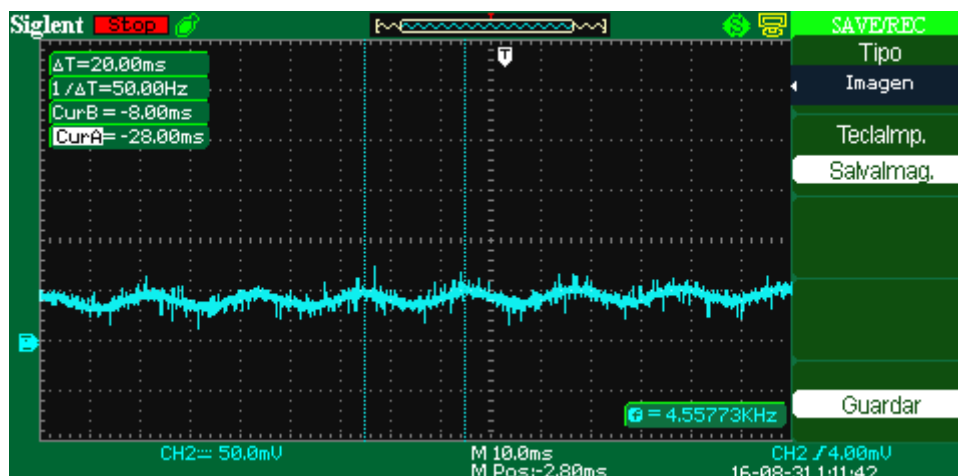


Figura 44: Canal CH2 señal de salida del LPF en detalle para mostrar el ruido de altas frecuencias.



Para eliminar este ruido no deseado, se ha implementado un filtro sencillo RC paso bajo, que se explica en el siguiente apartado.

### 4.2.3-Etapa 2: Filtro paso bajo RC

Ya que la señal de salida del LPF no ha conseguido eliminar todas las altas frecuencias, se ha implementado un filtro paso bajo RC, de nuevo con la herramienta *Filterpro* y para una frecuencia de corte de  $f_c = 5$  Hz (Figura 45).

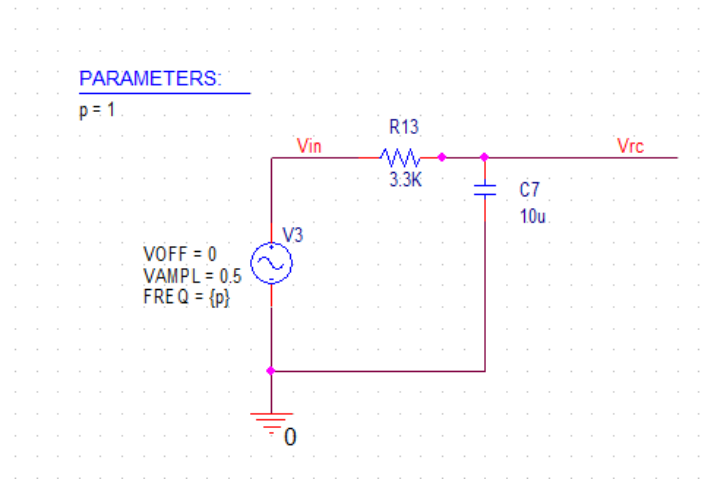
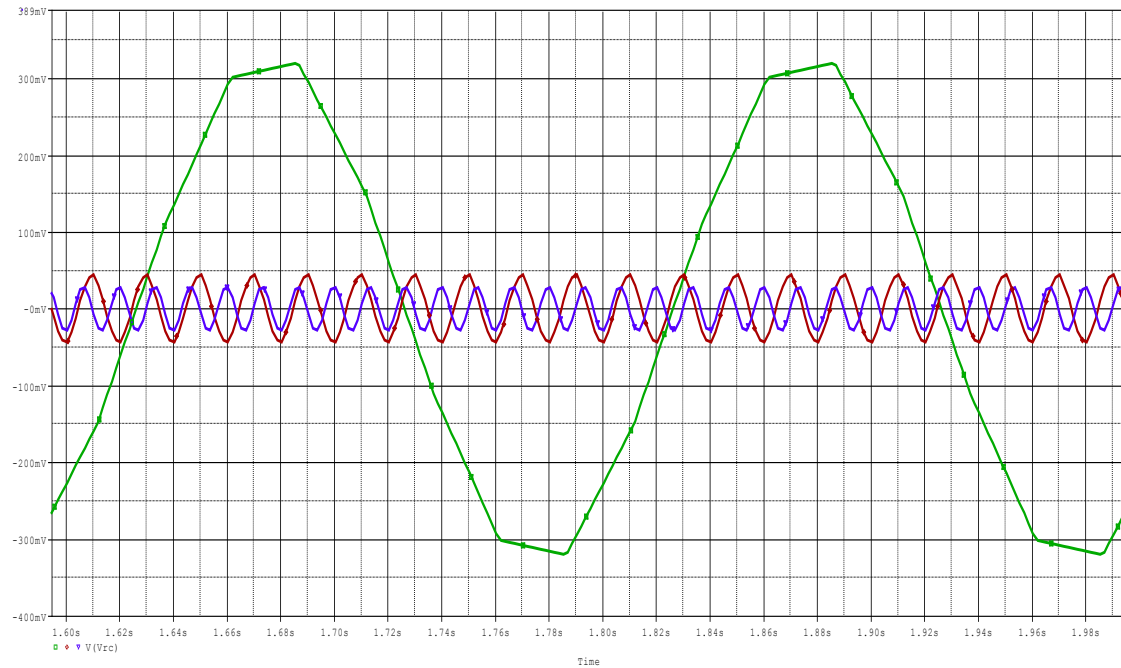


Figura 45: Filtro paso bajo RC.

Sabiendo que  $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$  es sencillo comprobar que los valores de los componentes son correctos (Ecuación 7).

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 5\text{Hz} \quad (7)$$

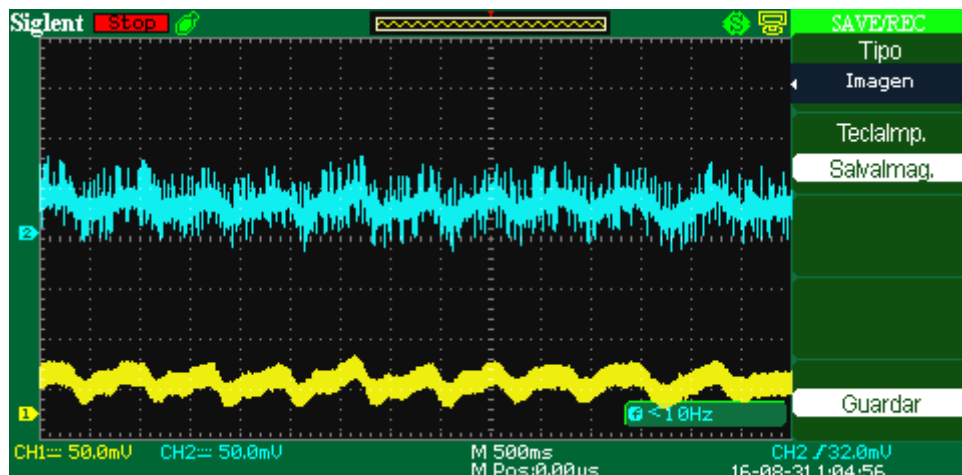
Además, se ha realizado una simulación imponiendo una fuente senoidal de 0,5 V de amplitud y frecuencia variable a la entrada para observar su comportamiento ideal (Figura 46). La señal verde representa la señal de salida del filtro RC para una señal de entrada  $V_{in}$  de 5 Hz, en rojo para una  $V_{in}$  de 50 Hz y en azul a 75 Hz.



**Figura 46:** Salida del filtro RC frente a distintas frecuencias de entrada. En verde para una señal de entrada a 5 Hz, en rojo a 50 Hz, y en azul a 75 Hz.

Para la señal de entrada a 5 Hz ya se atenúa la señal de salida puesto que esta es la frecuencia de corte para la que el filtro ha sido diseñado, quedando en 300 mV. A medida que aumenta la frecuencia de la señal de entrada, mayor es la atenuación.

En la Figura 47 se muestra la prueba de funcionamiento real, siendo el canal CH1 la salida del LPF y el canal CH2 la salida del filtro paso bajo RC.



**Figura 47:** Canal CH1 entrada del filtro RC. Canal CH2 salida del filtro RC.

En la prueba de funcionamiento del AD620 se observará mejor si realmente el filtro paso bajo RC marca una diferencia en la calidad de la señal final.

#### 4.2.4-Etapa 2: Amplificador de instrumentación

En la Figura 48 se muestra la salida del LPF en el canal CH2 y la salida del amplificador de instrumentación en el canal CH1. La señal de salida del AD620 ha sido amplificada y se ha introducido un offset, pero sin el filtro RC, la señal contiene mucho ruido y no es clara.

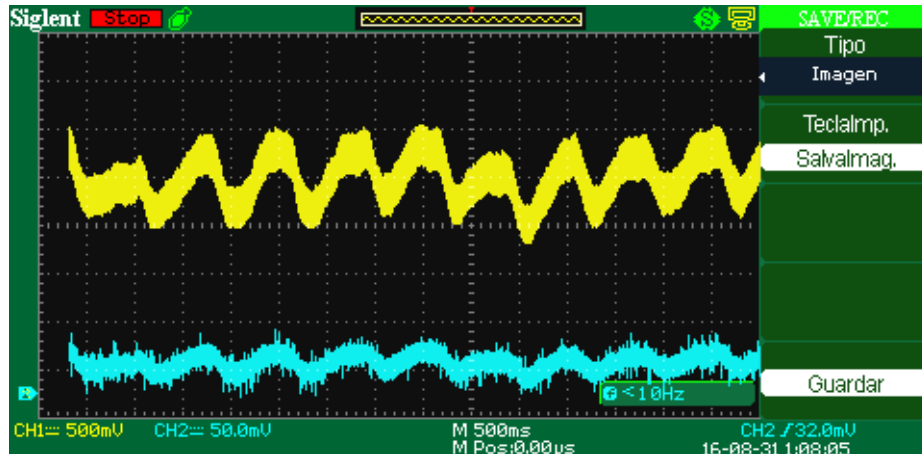


Figura 48: Canal CH1 salida del AD620 sin etapa RC. Canal CH2 salida del LPF.

En cambio, en la Figura 49 la calidad de la señal de salida del AD620 mostrada en el canal CH1 mejora significativamente. En este caso, se ha implementado entre el LPF y el AD620, la etapa del filtro paso bajo RC, cuya salida se representa en el canal CH2.

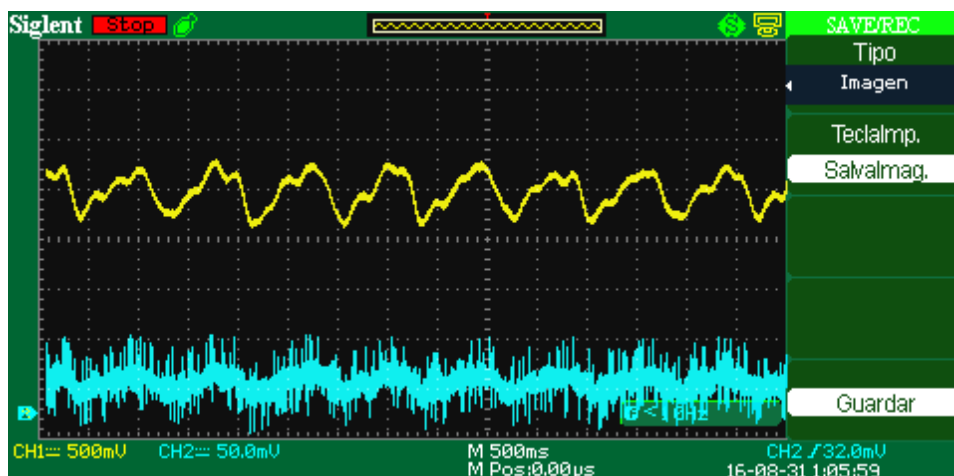


Figura 49: Canal CH1 salida del AD620 con etapa RC. Canal CH2 salida del filtro RC.

De esta manera se concluye que el filtro paso bajo RC es necesario para obtener una señal de mayor calidad. La etapa del AD620 consigue introducir un offset de 2,7 V, muy próximos al valor de 2,75 V que se han obtenido en la simulación previa, y una ganancia de aproximadamente 20V/V, cuya diferencia con la ganancia en simulación proviene de las tolerancias de los componentes.

Esta señal ya ha sido amplificada y centrada entre 0 y 5 V, además de ser de buena calidad, por lo que ya es apta para ser leída por el microcontrolador y poder realizar el procesado de la señal.

También es importante mencionar que la forma de la señal PPG que se obtiene directamente a la salida del sistema, está en espejo con respecto a la señal PPG que se obtiene de manera tradicional por transmisión. Los picos diastólicos de la Figura 49 suceden previos a los sistólicos, justo al contrario que lo que sucede en la señal de la Figura 9.

Esto ocurre porque se está usando un sistema de reflexión óptica, en vez de uno de transmisión. Es por ello que en el sistema receptor, en este caso el ordenador utilizado ejecutando Matlab, se introduce una corrección en la señal recibida para representar gráficamente la forma de onda de manera tradicional, con los picos sistólicos previos a diastólicos.

## Capítulo 5. Diseño software

En este Capítulo se explica la Etapa 3 (Figura 50), que contempla todo el código que ha sido necesario desarrollar para poder adquirir y procesar la señal ya acondicionada en el hardware.

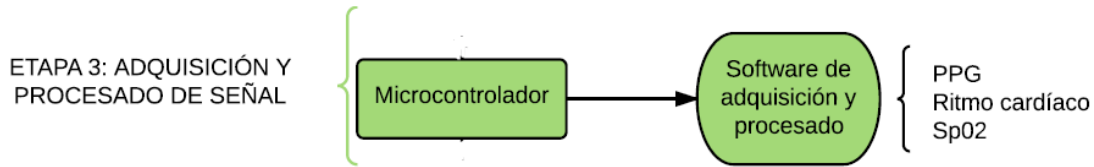


Figura 50: Etapa 3 del diseño propuesto.

### 5.1.- Etapa 3. Microcontrolador

Se ha utilizado Arduino tanto para generar el código de control de encendido y apagado de los LEDs, explicado anteriormente en la Figura 16, como para la interfaz de la señal de salida de la última etapa del acondicionamiento de la señal. Posteriormente, los datos de la señal adquirida, son enviados a un ordenador para su procesado.

En el diagrama de flujo de la Figura 51 se explica de manera simplificada el código utilizado en la función principal, incluyendo la parte correspondiente al control de los LEDs ya que es necesaria para entender la lógica.

En primer lugar, se definen los pines de entrada y salida del microcontrolador; los pines 11 y 12 serán las salidas para las señales de control de los LEDs rojo e infrarrojo, y la entrada analógica A0 es por donde se adquiere la señal de salida del AD620 ( $V_o$ ) ya acondicionada. Seguidamente se definen los valores del tiempo de encendido y apagado de los LEDs, y el tiempo que tarda en leer la señal  $V_o$ , que se ha medido de manera experimental, para poder ajustar la función principal a los valores de tiempos adecuados.

Seguidamente, se definen un array para cada LED, donde se almacenarán tres valores: una etiqueta para identificar si es el array correspondiente al LED rojo (0) o al infrarrojo (1), una etiqueta temporal indicando el momento en el que se toma la medida (con referencia de tiempo el inicio del experimento y con precisión de milisegundos), y el valor de la señal  $V_o$ , en ese orden.

En último lugar, se define una variable que servirá para iniciar la comunicación con el puerto serie del ordenador utilizado: en el momento en el que reciba esta variable, comenzará la comunicación y se enviarán los datos al puerto serie.

Primero se enciende el LED rojo, el cual debe estar encendido 2,2 ms. La toma de medidas, retrasaría ligeramente el apagado del LED si simplemente asignáramos un valor de 2,2 al *delay* de encendido; así que se ha solucionado midiendo de manera experimental el tiempo que tarda el microprocesador en leer y almacenar el valor de A0 correspondiente a la señal  $V_o$ . Así, el ciclo será de la siguiente manera: se enciende el LED, se esperan 2 ms, se lee y almacena la medida con su etiqueta temporal (tardando aproximadamente 0,2 ms) y por último se apaga el LED rojo.

Una vez apagado, espera 3,2 ms y repite el proceso de encendido y lectura en el caso del LED infrarrojo. Por último, se esperan 5,7 ms y se envían al puerto serie los datos de los dos arrays de 3 posiciones cada uno: la etiqueta del LED rojo, la etiqueta temporal del LED rojo, y el valor de Vo cuando está encendido el LED rojo; y los mismos valores correspondientes al encendido del LED infrarrojo. Estos tiempos provocan una frecuencia de 75 Hz, que es a la que trabajan los dispositivos comerciales de referencia como los de *NONIN*. Además de esta manera el ancho de banda es muy pequeño, así que la señal está sobre muestreada.

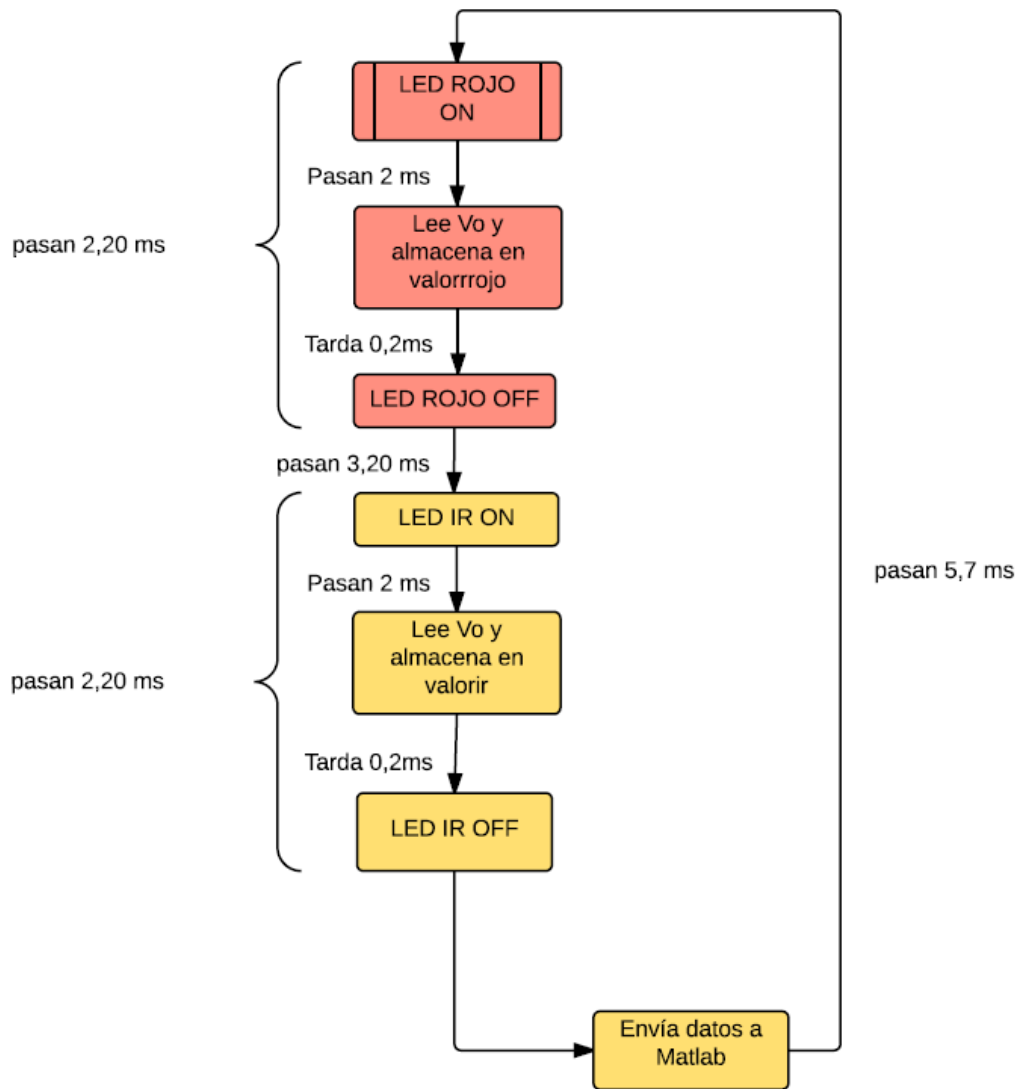


Figura 51: Diagrama de flujo del código de Arduino.

Este bucle se repetirá de manera infinita hasta que desconectemos la alimentación del microprocesador. En caso de que se ejecute el código de Matlab, se reiniciará el microprocesador y con él el proceso, empezando desde un tiempo cero.

## 5.2.- Etapa 3. Software de procesado

Con el objetivo de mantener el software lo más sencillo posible, se ha usado la herramienta Matlab para realizar la interfaz con la placa UNO. Sobre conexión USB se trabaja con protocolo serie de 8 bits y tasa binaria suficiente para que dé tiempo a leer y enviar los datos. A través de Matlab, se ha conseguido interpretar la señal adquirida previamente con el microprocesador. A partir de la señal adquirida (PPG), se podrán calcular las constantes biométricas de ritmo cardiaco y saturación de oxígeno en sangre, además de representarlos gráficamente.

El primer paso, será la definición de variables, entre las que destacan por su importancia el tiempo de encendido y apagado de los LEDs, las etiquetas identificativas del LED rojo (*redIdx=0*) y la del infrarrojo (*irIdx=1*) o tiempo de adquisición de datos. A partir de los tiempos de control de los LEDs y del tiempo de adquisición de datos definido, se calculará el número de muestras (*samples*) que es necesario adquirir, y con ellas se definirá el tamaño de los arrays donde se almacenarán los datos (Figura 52).

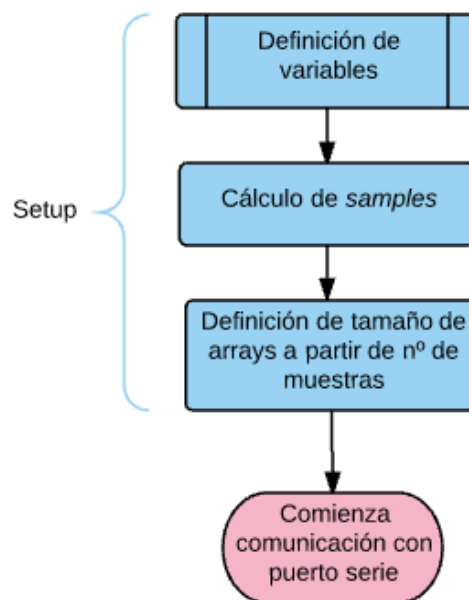


Figura 52: Diagrama de flujo I del código de Matlab: Setup.

Tras la definición de estos parámetros, se establece la comunicación entre el puerto serie del ordenador utilizado y Matlab. Recordamos que los datos que se están recogiendo con el microprocesador, se envían en forma de dos arrays de 3 posiciones, recibiendo Matlab un array de 6 que corresponden a los explicados en la Figura 53.

**[0, time stamp, valor Vo, 1, time stamp, valor Vo]**

Figura 53: Datos recibidos por el puerto serie, en rojo los correspondientes al LED rojo y en azul los del LED infrarrojo.

Seguidamente se crea un bucle de adquisición que finalizará cuando se complete el número de muestras necesario, es por ello que el procesado de la señal y la representación gráfica de los datos, se realizará tras la adquisición y no en tiempo real. Cada vez que se recibe un array de 6

posiciones, se comprueba el valor de la primera posición que se debería corresponder con la etiqueta del LED rojo (0); en caso de que sea correcto, se almacenará el dato en una matriz exclusiva para los datos del LED rojo. Si el primer dato recibido es la etiqueta del LED infrarrojo, se grabará el valor de  $V_o$  en el array exclusivo para el LED infrarrojo, y si por el contrario este primer valor no es ni 0, ni 1, se mostrará por pantalla un mensaje que avisará del error (Figura 54).

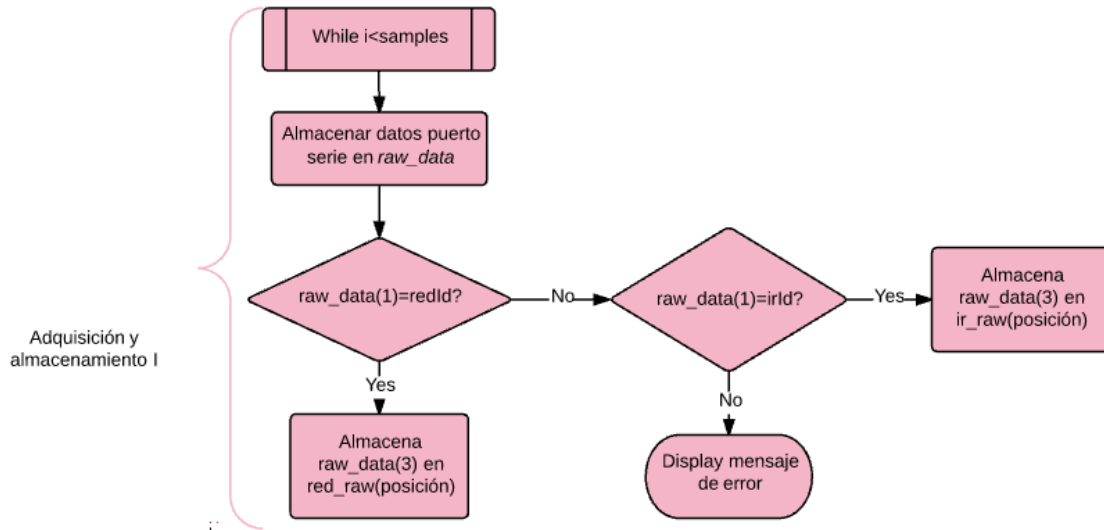


Figura 54: Diagrama de flujo II del código de Matlab: Adquisición y almacenamiento I.

Dentro del mismo bucle, se comprueba con la misma lógica que en el diagrama de flujo de la Figura 54, si la posición 4 de la variable *raw\_data* se corresponde con la etiqueta del LED infrarrojo. En caso afirmativo, se guarda el dato en el array correspondiente y en caso negativo se comprueba si coincide con la etiqueta del LED rojo para poder almacenarlo. De nuevo, si no es ninguno de estos dos casos, se mostrará por pantalla un mensaje de error.

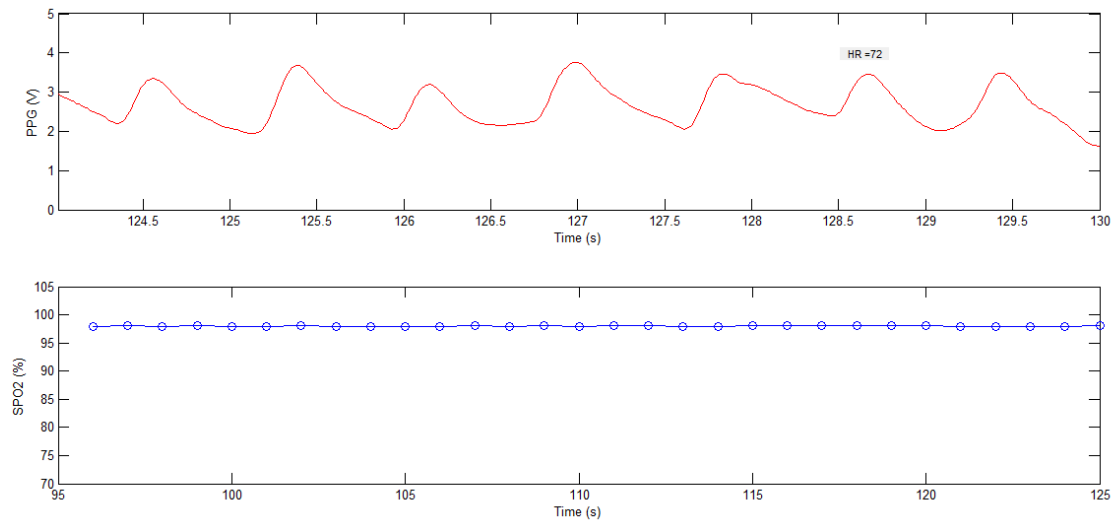
Una vez se tienen todos los datos de la señal adquirida separados entre, los correspondientes a los provocados por el LED rojo y el infrarrojo (almacenados en *red\_raw* para el LED rojo, y en *ir\_raw* para el infrarrojo) se convertirán a sus valores de tensión reales para poder realizar los cálculos.

A continuación, se llama a la función *volts2beats*, que será la encargada de calcular el valor del pulso cardiaco. Para ello, se calculan el número de máximos detectados en la señal adquirida, ya que cada máximo se corresponde con un latido del corazón. Se ha establecido que estos máximos se calculen en ventanas de 20 segundos, por lo que el HR se actualizará cada este tiempo. Seguidamente, se realiza el cálculo para la saturación de oxígeno en sangre, mediante una ecuación logarítmica basada en la ley de Beer Lambert [5] y tras haber realizado una calibración con un pulsioxímetro comercial.

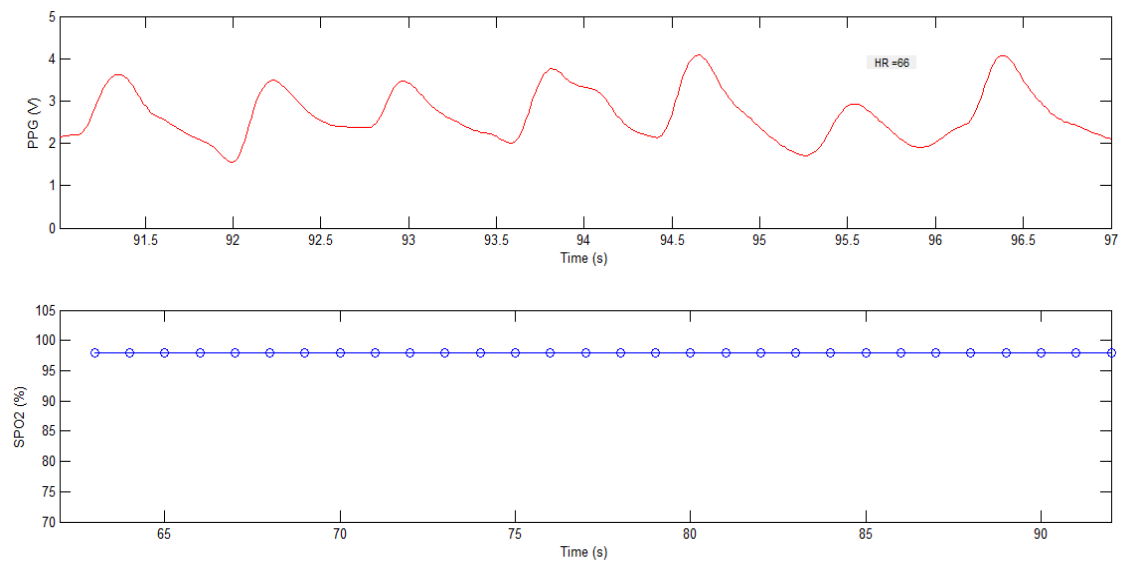
De esta manera, se representan gráficamente la señal PPG, y la saturación de oxígeno en sangre, incluyendo en una ventana de texto el pulso cardiaco (Figuras 55 y 56). Así podemos comprobar que efectivamente el dispositivo hardware diseñado, está proporcionando la señal PPG deseada.



## SISTEMA DE MONITORIZACIÓN DE CONSTANTES BIOMÉDICAS



**Figura 55: Representación gráfica de la señal PPG y saturación de oxígeno en sangre a un pulso de 72 pulsaciones por minuto.**



**Figura 56: Representación gráfica de la señal PPG y saturación de oxígeno en sangre a un pulso de 66 pulsaciones por minuto.**

## Capítulo 6. Integración en sistema compacto

Tras la realización de las pruebas experimentales se pudo comprobar que el sistema funcionaba correctamente. Es por ello que se decidió mandar a fabricar el primer prototipo del sistema en una placa flexible (FPCB). A fecha de entrega de este proyecto, se está a la espera de la entrega de la fabricación del pedido.

Este prototipo en flexible, debía tener el menor tamaño posible, por lo que todos los componentes se eligieron de tipo SMD y además todos los componentes pasivos son de tamaño 0204, es decir  $0,04" \times 0,02"$  o lo que es lo mismo,  $1,0 \text{ mm} \times 0,5 \text{ mm}$ . Se ha diseñado una placa de dimensiones de 26,85 mm de largo y 32,55 mm de ancho. En la cara inferior (cara bottom) se ha ubicado el sensor SFH7050, para que esté en contacto con la piel del paciente una vez se sitúe la placa con el parche adhesivo. En la cara superior (cara top) se ha colocado resto de la electrónica, para que resulte lo menos molesta posible para el paciente. El diseño final enviado a fabricar se muestra en la Figura 57.

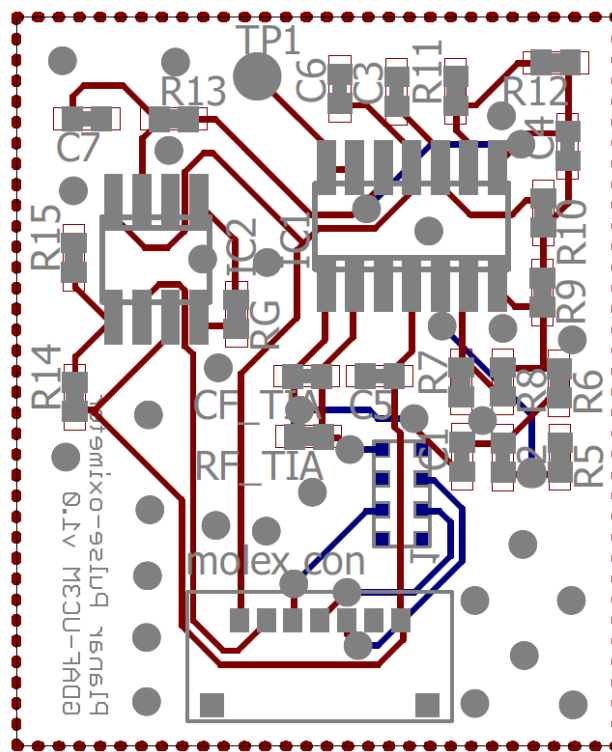


Figura 57: Diseño final de la FPCB enviada a fabricar.

Pese a que a la fecha de entrega de este proyecto la FPCB aún no ha sido recibida ya que aún queda por realizar el montaje de la misma, a continuación se muestran las imágenes proporcionadas por el fabricante de la cara top (Figura 58) y la cara bottom (Figura 59) de la FPCB sin el montaje de los componentes.

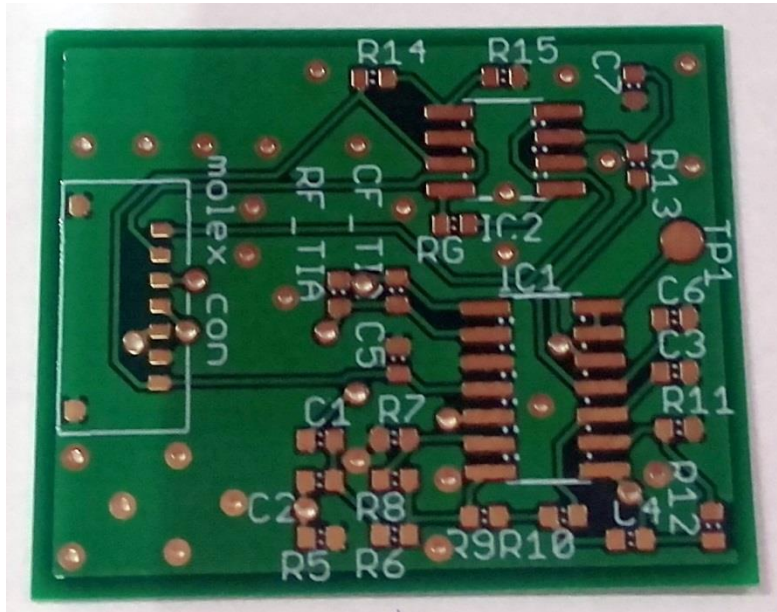


Figura 58: Cara top de la FPCB fabricada.

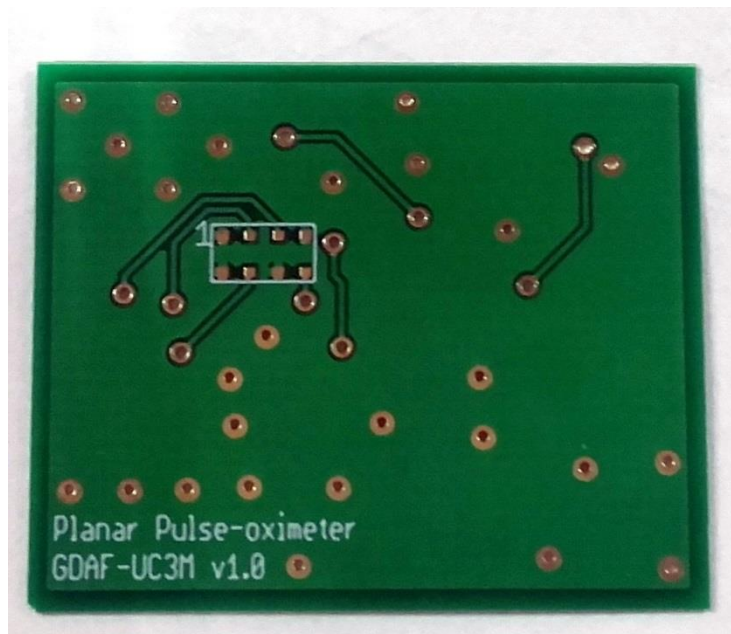


Figura 59: Cara bottom de la FPCB fabricada.

La lista de materiales que han sido utilizados se muestra en la Tabla 6. Para los amplificadores operacionales del TIA, LPF y HPF, se ha utilizado un TL084 con encapsulado TSSOP14, aprovechando el cuarto operacional como un buffer seguidor de tensión que se utilizará como *test point* a la salida del LPF. Para la última etapa de ganancia y offset se ha elegido un AD620 de encapsulado tipo SO-8.

Cantidad	Valor	Componente
2	100 $\Omega$	R1, R3
2	100 nF	C5,C6
3	10 k $\Omega$	R8,R9,R12
2	10 $\mu$ F	C3,C7
1	120 k $\Omega$	R6
1	18 k $\Omega$	RF_TIA
1	2,2 k $\Omega$	R11
1	2,2 $\mu$ F	CF_TIA
1	2,4 $\mu$ F	C4
1	2,7 k $\Omega$	R7
1	220 $\Omega$	R2
2	3,3 k $\Omega$	R13,R14
1	3,9 $\Omega$	R10
1	33 k $\Omega$	R5
1	1,6 K $\Omega$	RG
1	4,7 $\mu$ F	C1
1	5 k $\Omega$	R15
1	6,8 $\mu$ F	C2
1	82 $\Omega$	R4
1	AD620	AD620
1	MOLEX	MOLEX_CONNECTOR
1	SFH7050	SFH7050
1	TL084	TL084

Tabla 6: Lista de materiales (BOM en sus siglas en inglés).

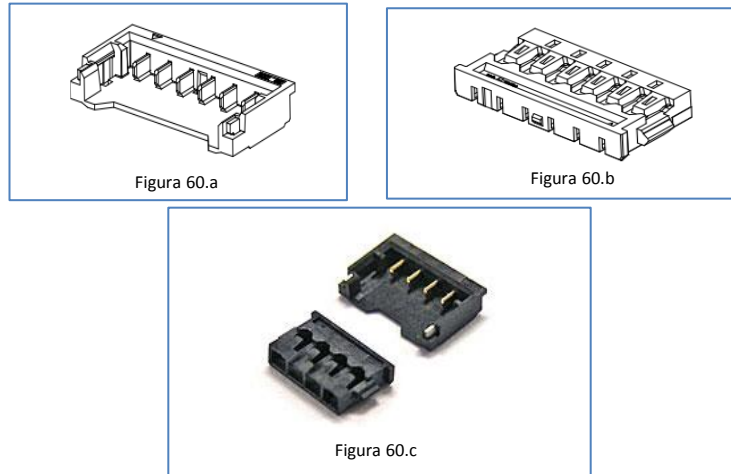
Para las entradas y salidas de la FPCB, se ha elegido el conector de Molex<sup>15</sup> (Figura 60) formado por dos piezas, la pieza hembra que se encontrará soldada a la FPCB, modelo 78171-5007, y la pieza macho donde irán los cables, modelo 78172-5007. Se ha incluido un enlace al plano del conector en el Anexo II.

Este conector cuenta con 7 pines que se han asignado como se explica en la Tabla 7. Pese a que para este proyecto no se ha utilizado el LED verde, se ha preferido dejar una conexión accesible a él en el pin 4, por si en un futuro se decidiese utilizarlo.

Pin	Nombre	Función
1	V <sub>ee</sub>	Alimentación -5 V
2	V <sub>out</sub>	Señal de salida
3	IRA	Señal de control de LED infrarrojo
4	GA	Señal de control de LED verde
5	RA	Señal de control de LED rojo
6	GND	Tierra
7	V <sub>cc</sub>	Alimentación 5 V

Tabla 7: Pines de entradas y salidas del conector Molex a la FPCB.

<sup>15</sup> <http://www.espanol.molex.com/molex/home>



**Figura 60:** Figura 60.a: Conector *Molex* hembra. Figura 60.b: Conector *Molex* macho y hembra. Figura 60.c: Conector *Molex* para 4 pines.<sup>16</sup>

El esquemático completo de la FPCB se ha incluido en el Anexo II, y en él se puede observar que no se han incluido los divisores resistivos para las señales de control de los LEDs (Figuras 17 y 18). Se han omitido por dos motivos, para reducir al máximo el tamaño de la FPCB y para dar más flexibilidad a la hora de integrarlo en el dispositivo de monitorización actual del proyecto de predicción de migrañas. Hay que tener en cuenta que el firmware utilizado es sencillo y que se podría haber elegido otro microcontrolador que no proporcionara salidas a 5 V. De esta manera se asegura que si en un futuro se decidiese cambiar la fuente de las señales de control de los LEDs, no hubiera ningún problema.

Una vez se reciba la placa flexible y se compruebe su funcionamiento, se procederá a hacer pruebas con distintos parches adhesivos para saber cuál será el más adecuado. En un primer momento se han elegido los electrodos adhesivos Prim Trode, de 50 mm de largo y ancho, mostrados en la Figura 61.a. Éstos son reutilizables sin perder adherencia hasta en 12 usos y tienen un pequeño cable que se puede retirar fácilmente haciendo un corte en la tela exterior. En caso de que este tamaño de adhesivos no fuera suficiente, también se han considerado los de 50 mm de ancho y 90 mm de largo (Figura 61.b).



**Figura 61:** Figura 61.a: Adhesivos Prim Trode de 50x50mm. Figura 61.b: Adhesivos Prim Trode de 50mmx90mm.

<sup>16</sup>Fuente:[http://www.molex.com/molex/products/family?key=picoezmate&channel=PRODUCTS&chanName=family&pageTitle=Introduction&utm\\_source=dpb&utm\\_medium=lit&utm\\_campaign=general&WT.mc\\_id=A03322](http://www.molex.com/molex/products/family?key=picoezmate&channel=PRODUCTS&chanName=family&pageTitle=Introduction&utm_source=dpb&utm_medium=lit&utm_campaign=general&WT.mc_id=A03322)

## Capítulo 7. Presupuesto

En este capítulo se muestra el presupuesto para este proyecto, diferenciando entre los costes del material utilizado y los costes del personal. Los costes de personal se limitan al tiempo invertido en la realización del proyecto. Además se ha incluido un coste estimado de

Medic.	Uds	Referencia / Descripción	€ Unitario	€ Total
	1	<b><u>Proyecto General</u></b>		
	1	<b><u>Capítulo 1: MATERIAL</u></b>		
1	17	<u>Resistencias</u> Resistencias 0204 de tipo SMD.	0,92	15,66
2	8	<u>Condensadores</u> Condensadores 0204 de tipo SMD.	0,32	2,53
3	1	<u>TL084</u> TL084 con encapsulado tipo TSSOP14, soldadura SMD.	0,17	0,17
4	1	<u>AD620</u> AD620 Small Outline Package (SO-8).	3,21	3,21
5	1	<u>Conector Molex</u> Modelo 78171-5007, hembra.	0,37	0,37
6	1	<u>Conector Molex</u> Modelo 78172-5007, macho.	0,26	0,26
7		<u>Arduino UNO</u> Microcontrolador Arduino UNO.	17,70	17,70
8	1	<u>Fabricación de FPCB</u> Recepción, Materiales Varios, Montaje, Embalaje y Transportes.	331,66	331,66
9	1	<u>Pantalla Serigrafía para fabricación</u> Solo primera fabricación.	225,00	225,00
<b><u>TOTAL CAPÍTULO 1</u></b>				<b><u>596,55</u></b>

	1	<b><u>Capítulo 2: COSTE DE PERSONAL</u></b>		
10	400	Personal	35,00	14.000,00
		Precio/hora ingeniero.		
		<b><u>TOTAL CAPÍTULO 2</u></b>		<b><u>14.000,00</u></b>
		<b>TOTAL PRESUPUESTO PROYECTO</b>		<b>14.596,55</b>

Además, se ha incluido una estimación del coste unitario que tendría una unidad del dispositivo en producción (considerando a partir de 1000 unidades), ya que los costes se reducirían considerablemente.

Medic.	Uds	Referencia / Descripción	€ Unitario	€ Total
	1	<b><u>Capítulo 3: COSTE UNITARIO DE DISPOSITIVO EN PRODUCCIÓN</u></b>		
1	17	<u>Resistencias</u>	0,35	5,95
		Resistencias 0204 de tipo SMD.		
2	8	<u>Condensadores</u>	0,23	1,84
		Condensadores 0204 de tipo SMD.		
3	1	<u>TL084</u>	0,17	0,17
		TL084 con encapsulado tipo TSSOP14, soldadura SMD.		
4	1	<u>AD620</u>	3,21	3,21
		AD620 Smaill Outline Package (SO-8).		
5	1	<u>Conector Molex</u>	0,37	0,37
		Modelo 78171-5007, hembra.		
6	1	<u>Conector Molex</u>	0,12	0,12
		Modelo 78172-5007, macho.		
7	1	<u>Fabricación de FPCB</u>	30,00	30,00
		Recepción, Materiales Varios, Montaje, Embalaje y Transportes.		
		<b><u>TOTAL CAPITULO 3: COSTE UNITARIO DE DISPOSITIVO EN PRODUCCIÓN</u></b>		<b><u>41,66</u></b>

## Capítulo 8. Conclusiones y líneas futuras

Tras la finalización del proyecto, se considera que se ha cumplido el objetivo habiendo respetado las especificaciones del sistema expuestas en el Capítulo 1, ya que se ha conseguido diseñar un sistema ergonómico, compacto y no invasivo que es capaz de medir la señal PPG y a partir de ésta calcular la saturación de oxígeno en sangre y el pulso cardíaco.

En cuanto al coste, siempre se ha intentado buscar la solución más económica posible. Nótese que los costes de fabricación unitaria del dispositivo en producción, son muy asequibles, habiendo cumplido la especificación de menor coste posible.

Para realizar el diseño y la fabricación del sistema, se han puesto en común conocimientos adquiridos a lo largo de toda la carrera, siendo muy satisfactorio el haber tenido la oportunidad de aplicar la teoría aprendida a un entorno real, y sobretodo, encontrar solución a los distintos problemas que han ido surgiendo durante su desarrollo.

Tratando las líneas futuras de este proyecto, cuando se reciba la placa flexible que se mandó fabricar, se realizarán diferentes pruebas para conseguir el parche adhesivo más adecuado.

El siguiente paso será integrar el sistema de monitorización en el dispositivo actual del proyecto de predicción de migrañas. Este será el momento adecuado para plantear introducir diferentes mejoras al sistema, como por ejemplo hacer que sea un dispositivo totalmente inalámbrico, conseguir una visualización de datos en tiempo real o intentar reducir aún más el tamaño de la FPCB.



## Bibliografía

- [1] L. R.B y A. Scher, «Epidemiology and Economic Impact of Migraine. Curr. Med. Res. Opin.,» 2001, pp. 17, s4-s12.
- [2] Linde.M, A. Gustavsson, L. Stovner, T. Steiner, J. Barré, Z. Katsarava y J. Lainez, «The cost of headache disorders in Europe: The Eurolight project,» *Journal of Neurology*, nº 19, pp. 703-711, 2012.
- [3] J. Pagán, «Robust and Accurate Modeling Approaches for Migraine,» *Sensors*, p. 24, 2015.
- [4] J. E. Hall, Tratado de Fisiología Médica, S.A. ELSEVIER ESPAÑA, 2011.
- [5] C. M. R. Luyo, «Implementación de un pulsioxímetro con interfaz gráfica con acceso vía web,» Lima-Perú, 2012.
- [6] A. R. C. Domingues, «Development Development of a Stand-Alone Pulse Oximeter,» Universidad de Coimbra, 2009.
- [7] Thomas Kugelstadt (Texas Instruments), «Chapter 16: Active Filter Design Techniques,» de *Op Amps for Everyone*, pp. 16-1, 16-64.

# ANEXOS

## ANEXO I. Cálculos y análisis teóricos

### Cálculo de divisores resistivos para el control de los LEDs.

#### a) LED rojo

Como se puede comprobar entre las características técnicas del LED rojo en la hoja de características del SFH7050, toman como  $V_F = 2,1V$  para una  $I_F = 20mA$ , así que se toman estos valores como objetivo de operación para calcular las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  (Figura 62).

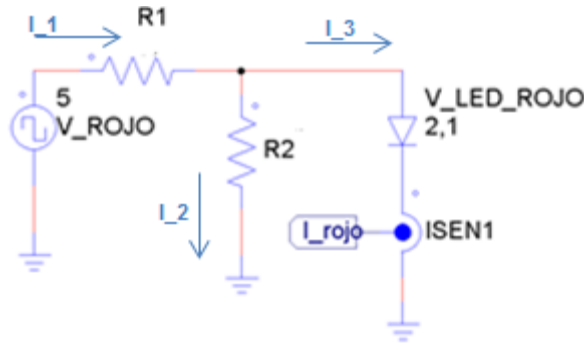


Figura 62: Divisor resistivo para LED rojo.

Siendo  $V_{ROJO} = V_{cc} = 5V$ , la señal cuadrada generada por el microprocesador, y  $V_{LED} = 2,1V$ , la tensión de operación objetivo con  $I_3 = I_{rojo} = I_F = 20mA$ :

$$I_1 = I_2 + I_{rojo} \quad (8)$$

Siendo:

$$I_1 = \frac{V_{cc} - V_{LED}}{R_1} = \frac{5 - 2,1}{R_1} = \frac{2,9}{R_1} \quad (9)$$

$$I_2 = \frac{V_{LED} - 0}{R_2} = \frac{2,1}{R_2} \quad (10)$$

Se puede hallar la relación de resistencias con la cual se consigue una  $I_{rojo} = I_F = 20mA$ , sustituyendo en la ecuación 8:

$$\frac{2,9}{R_1} = \frac{2,1}{R_2} + 20 \cdot 10^{-3} \quad (11)$$

Despreciando  $20 \cdot 10^{-3}$ , se obtiene la relación de resistencias:

$$R_2 \cdot 2,9 = R_1 \cdot 2,1 \rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{2,1}{2,9} = 0,72 \quad (12)$$

Se impone una  $R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$ , por lo que:

$$\frac{R_2}{R_1} = 0,72 \rightarrow R_2 = 3,3 \cdot 10^3 \cdot 0,72 = 2,39 \text{ k}\Omega \quad (13)$$

Para aproximar a un valor comercial real, se escoge un valor de  $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ .

Se puede comprobar la tensión que se logra obtener en el LED:

$$V_{LED} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow V_{LED} = 5 \cdot \frac{2,2 \cdot 10^3}{3,3 \cdot 10^3 + 2,2 \cdot 10^3} = 2V \simeq 2,1V \quad (14)$$

Este valor queda muy cercano a los 2,1V objetivo, pero que no se ha logrado alcanzar con los valores de resistencias comerciales y sus tolerancias.

De esta manera el circuito para el LED rojo queda como el ya mostrado en el de la Figura 18.

### b) Led infrarrojo

De nuevo se pueden consultar en la hoja de características del SFH7050 las características técnicas del LED infrarrojo. Siendo  $V_{IR} = V_{cc} = 5V$ , la señal cuadrada generada por el microcontrolador, y  $V_{LED} = 1,3V$ , la tensión de operación objetivo con  $I_3 = I_{IR} = I_F = 20mA$  (Figura 63).

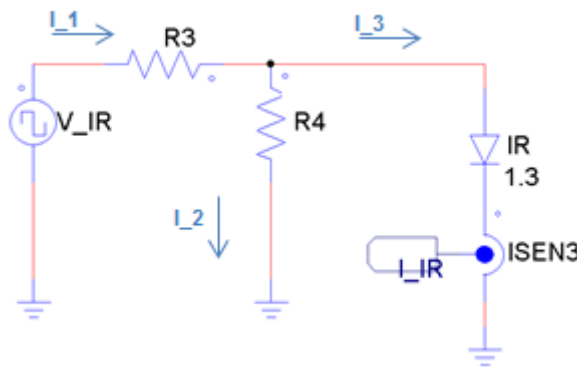


Figura 63: Divisor resistivo para LED infrarrojo.

$$I_1 = I_2 + I_{IR} \quad (15)$$

Siendo:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{LED}}{R_3} = \frac{5 - 1,3}{R_3} = \frac{3,7}{R_3} \quad (16)$$

$$I_2 = \frac{V_{LED} - 0}{R_4} = \frac{1,3}{R_4} \quad (17)$$

Se puede hallar la relación de resistencias con la cual se obtiene una  $I_{IR} = I_F = 20mA$ , sustituyendo en la Ecuación 15:

$$\frac{3,7}{R_3} = \frac{1,3}{R_4} + 20 \cdot 10^{-3} \quad (18)$$

Despreciando  $20 \cdot 10^{-3}$  se obtiene:

$$R_4 \cdot (3,7) = R_3 \cdot (1,3) \rightarrow \frac{R_4}{R_3} = \frac{1,3}{3,7} = 0,48 \quad (19)$$

Imponiendo una  $R_3 = 3,3 \text{ k}\Omega$ , se consigue el valor de  $R_4$  :

$$\frac{R_4}{R_3} = 0,48 \rightarrow R_4 = 3,3 \cdot 10^3 \cdot 0,48 = 1,59 \text{ k}\Omega \quad (20)$$

Para aproximar a un valor comercial real, se elige un valor de  $R_4 = 1,5 \text{ k}\Omega$ . Se puede comprobar la tensión que se logra en el LED:

$$V_{LED} = V_{CC} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \rightarrow V_{LED} = 5 \cdot \frac{1,5 \cdot 10^3}{3,3 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^3} = 1,56V < 1,8V \quad (21)$$

Este valor es ligeramente mayor que el objetivo de 1,3V, pero sigue siendo menor que los 1,8V indicados en el hoja de características, por lo que sigue siendo válido.

De esta manera el circuito para el LED infrarrojo queda como el indicado en la Figura 19.

## Análisis teórico de los filtros Sallen-Key utilizados

La configuración general de un Sallen-Key es la mostrada en la Figura 64.

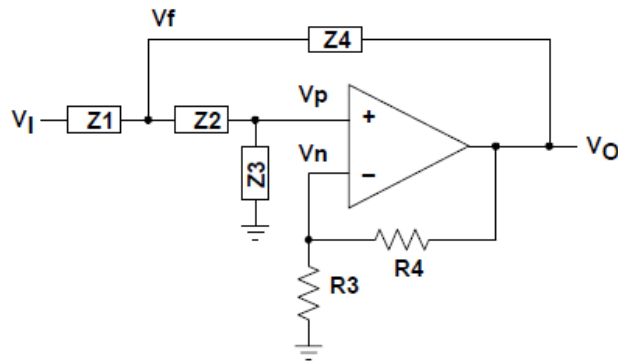


Figura 64: Configuración general de un filtro Sallen-Key.<sup>17</sup>

La función de transferencia ideal con términos de impedancia es la de la Ecuación 22 [6].

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k}{\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_3 \cdot Z_4} + \frac{Z_1}{Z_3} + \frac{Z_2}{Z_4} + \frac{Z_1 \cdot (1 - K)}{Z_4} + 1} \quad (22)$$

### a) Análisis teórico del filtro paso alto

La configuración Sallen-Key para un filtro paso alto es la especificada en la Figura 65.

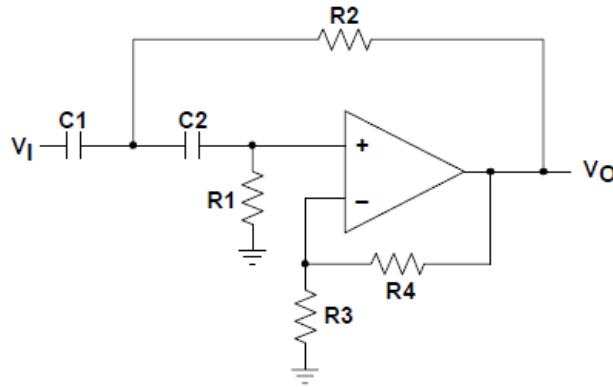


Figura 65: Configuración general de un filtro Sallen-Key paso alto.<sup>18</sup>

Siendo  $Z_1 = \frac{1}{s \cdot C_1}$ ,  $Z_2 = \frac{1}{s \cdot C_2}$ ,  $Z_3 = R_1$ ,  $Z_4 = R_2$  y  $k = 1 + \frac{R_4}{R_3}$ , la función de transferencia ideal queda como la Ecuación 23 [6].

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k[s^2(R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)]}{s^2(R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2) + s[R_2 \cdot C_2 + R_2 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_2(1 - K)] + 1} \quad (23)$$

<sup>17</sup> Fuente: <https://focus.ti.com/lit/ml/sloa088/sloa088.pdf>

<sup>18</sup> Fuente: <https://focus.ti.com/lit/ml/sloa088/sloa088.pdf>

Por lo tanto, la función de transferencia del filtro paso alto activo en configuración Sallen-Key que ha sido utilizado queda como la especificada en la Ecuación 24.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{0,5953s^2}{0,1266s^2 + 0,5489s + 1} \quad (24)$$

A partir de la función de transferencia es posible representar el diagrama de Bode especificado en la Figura 24.

### *b) Análisis teórico del filtro paso bajo*

En el caso del filtro paso bajo, la configuración Sallen-Key es la mostrada en la Figura 66.

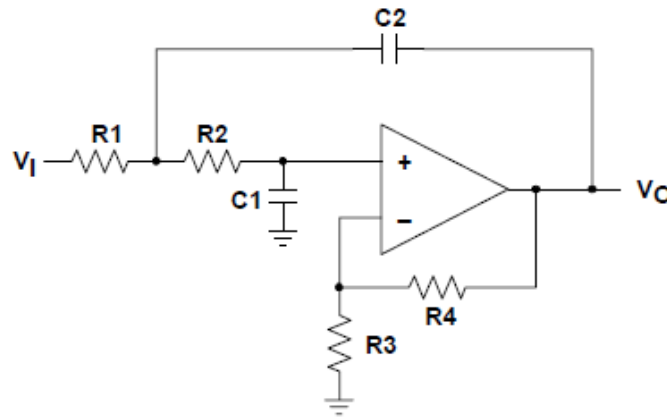


Figura 66: Configuración general de un filtro Sallen-Key paso bajo.<sup>19</sup>

Siendo  $Z_1 = R_1$ ,  $Z_2 = R_2$ ,  $Z_3 = R_1$ ,  $Z_4 = \frac{1}{s \cdot C_1}$ ,  $Z_5 = \frac{1}{s \cdot C_2}$  y  $k = 1 + \frac{R_4}{R_3}$ , la función de transferencia ideal se muestra en la Ecuación 25 [6].

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k}{s^2(R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2) + s[R_1 \cdot C_1 + R_2 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_2(1 - K)] + 1} \quad (25)$$

Por lo tanto, la función de transferencia del filtro paso bajo activo en configuración Sallen-Key que ha sido utilizado queda como la especificada en la Ecuación 26.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{5,0160}{0,0010s^2 + 0,0449s + 1} \quad (26)$$

El diagrama de Bode de la Figura 28 ha sido representado a partir de esta función de transferencia (Ecuación 26).

<sup>19</sup> Fuente: <https://focus.ti.com/lit/ml/sloa088/sloa088.pdf>

## ANEXO II. Hojas de características

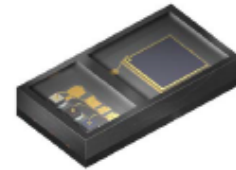
En este Anexo se muestran las páginas más relevantes de la hoja de características de los componentes utilizados en este proyecto, además de incluir sus correspondientes enlaces.

### Sensor SFH7050

**SFH7050**  
**BioMon Sensor**  
**Version 0.2**

---

**SFH7050 BioMon**



**Draft - This design is for Reference only.**  
**Subject to change.**

#### Features:

- Multi chip package featuring 3 emitters and one detector
- Small package:  
(WxDxH) 4.7 mm x 2.5 mm x 0.9 mm
- Light Barrier to block optical crosstalk

#### Applications

- Heart rate monitoring
- Pulse oximetry

for:

- Wearable devices (e.g. smartwatches, fitnesstrackers, ...)
- Mobile devices

#### Besondere Merkmale:

- Multi-Chip-Gehäuse mit 3 Emittern und einem Detektor
- Kleines Gehäuse:  
(BxTxH) 4.7 mm x 2.5 mm x 0.9 mm
- Lichtsperre zur Unterdrückung von optischem Übersprechen

#### Anwendungen

- Herzfrequenzüberwachung
- Blutsauerstoff-Messung

für:

- Tragbare Geräte (z.B. Smartwatches, Fitnesstracker, ...)
- Mobile Geräte

#### Ordering Information SFH7050 BioMon

##### Bestellinformation

Type:	Ordering Code
Typ:	Bestellnummer
SFH7050	Q65111A6271

2015-04-15

1

**DRAFT - This design is for reference only. Subject to change.**

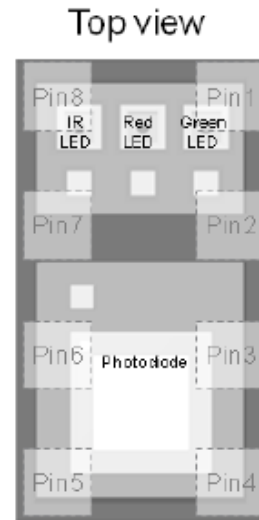
**OSRAM**  
Opto Semiconductors

Version 0.2

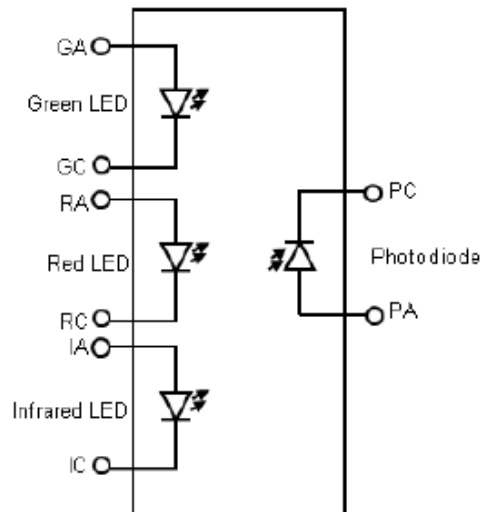
SFH7050

Pin configuration

Pin	Name	Function
1	GC	Green LED Cathode
2	GA	Green LED Anode
3	RA	Red LED Anode
4	PA	Photodiode Anode
5	PC	Photodiode Cathode
6	RC	Red LED Cathode
7	IA	Infrared LED Anode
8	IC	Infrared LED Cathode



Block diagram



2015-04-15

2

**DRAFT - This design is for reference only. Subject to change.**

**OSRAM**  
Opto Semiconductors



COMPONENTE	ENLACE A HOJA DE CARACTERÍSTICAS
Sensor SFH7050	<a href="http://www.osram-os.com/Graphics/XPic8/00219349_0.pdf/SFH%207050,%20Lead%20(Pb)%20Free%20Product%20-%20RoHS%20Compliant.pdf">http://www.osram-os.com/Graphics/XPic8/00219349_0.pdf/SFH%207050,%20Lead%20(Pb)%20Free%20Product%20-%20RoHS%20Compliant.pdf</a>
Nota de aplicación del sensor SFH7050	<a href="http://www.osram-os.com/Graphics/XPic2/00143437_0.pdf/BioMon%20Sensor%20SFH%207050.pdf">http://www.osram-os.com/Graphics/XPic2/00143437_0.pdf/BioMon%20Sensor%20SFH%207050.pdf</a>
TL084 (encapsulado TSSOP14)	<a href="http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/5a/24/86/a7/cb/51/48/d1/CD00000493.pdf/files/CD00000493.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000493.pdf">http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/5a/24/86/a7/cb/51/48/d1/CD00000493.pdf/files/CD00000493.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000493.pdf</a>
AD620 (encapsulado SO-8)	<a href="http://users.ece.utexas.edu/~valvano/Datasheets/AD620.pdf">http://users.ece.utexas.edu/~valvano/Datasheets/AD620.pdf</a>
Arduino UNO	<a href="https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardUno">https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardUno</a>
Conector Molex hembra, modelo 78171-5007	<a href="http://www.molex.com/molex/products/datasheet.jsp?part=active/0781715007_PCB_HEADERS.xml&amp;channel=Products&amp;Lang=en-US">http://www.molex.com/molex/products/datasheet.jsp?part=active/0781715007_PCB_HEADERS.xml&amp;channel=Products&amp;Lang=en-US</a>
Conector Molex macho, modelo 78172-5007	<a href="http://www.molex.com/molex/products/datasheet.jsp?part=active/0781725007_CRIMP_HOUSINGS.xml">http://www.molex.com/molex/products/datasheet.jsp?part=active/0781725007_CRIMP_HOUSINGS.xml</a>
Plano de conector Molex	<a href="http://www.molex.com/pdm_docs/sd/781725007_sd.pdf">http://www.molex.com/pdm_docs/sd/781725007_sd.pdf</a>

### ANEXO III. Planos y *layouts*

Para realizar el diseño de la PCB flexible, se tuvo que crear la huella del conector Molex (Figura 67) y del sensor SFH7050 (Figura 68), ya que no estaban disponibles en la biblioteca de Eagle.

molex con

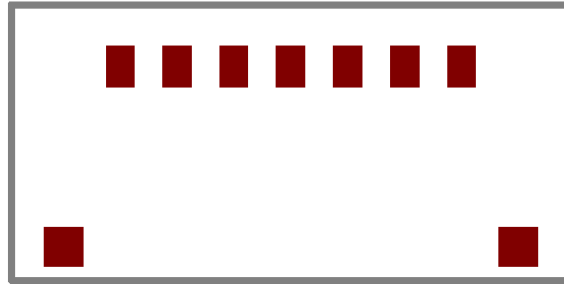


Figura 67: Huella del conector Molex.

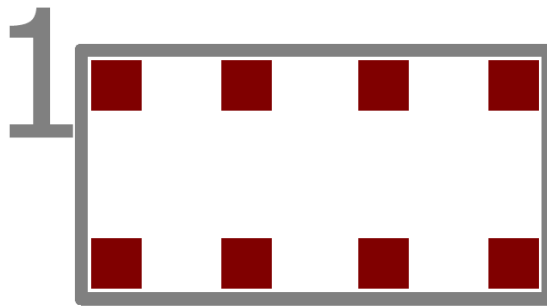


Figura 68: Huella del sensor SFH7050.

Además en la Figura 69 se muestra el *layout* de la placa de conversión SMD-DIP del sensor, que fue fabricada para la realización de pruebas en las placas *protoboard*.

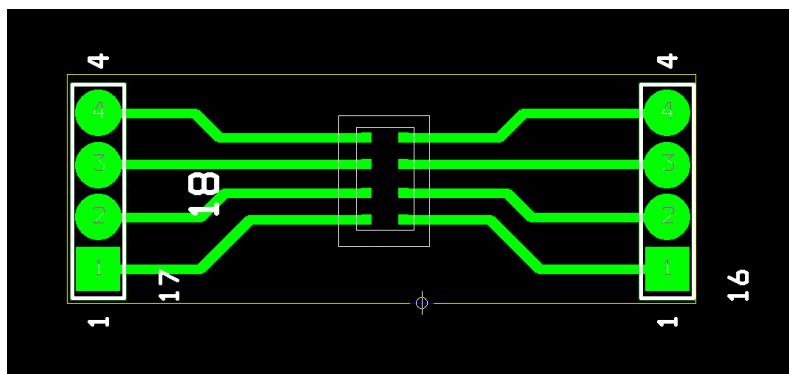
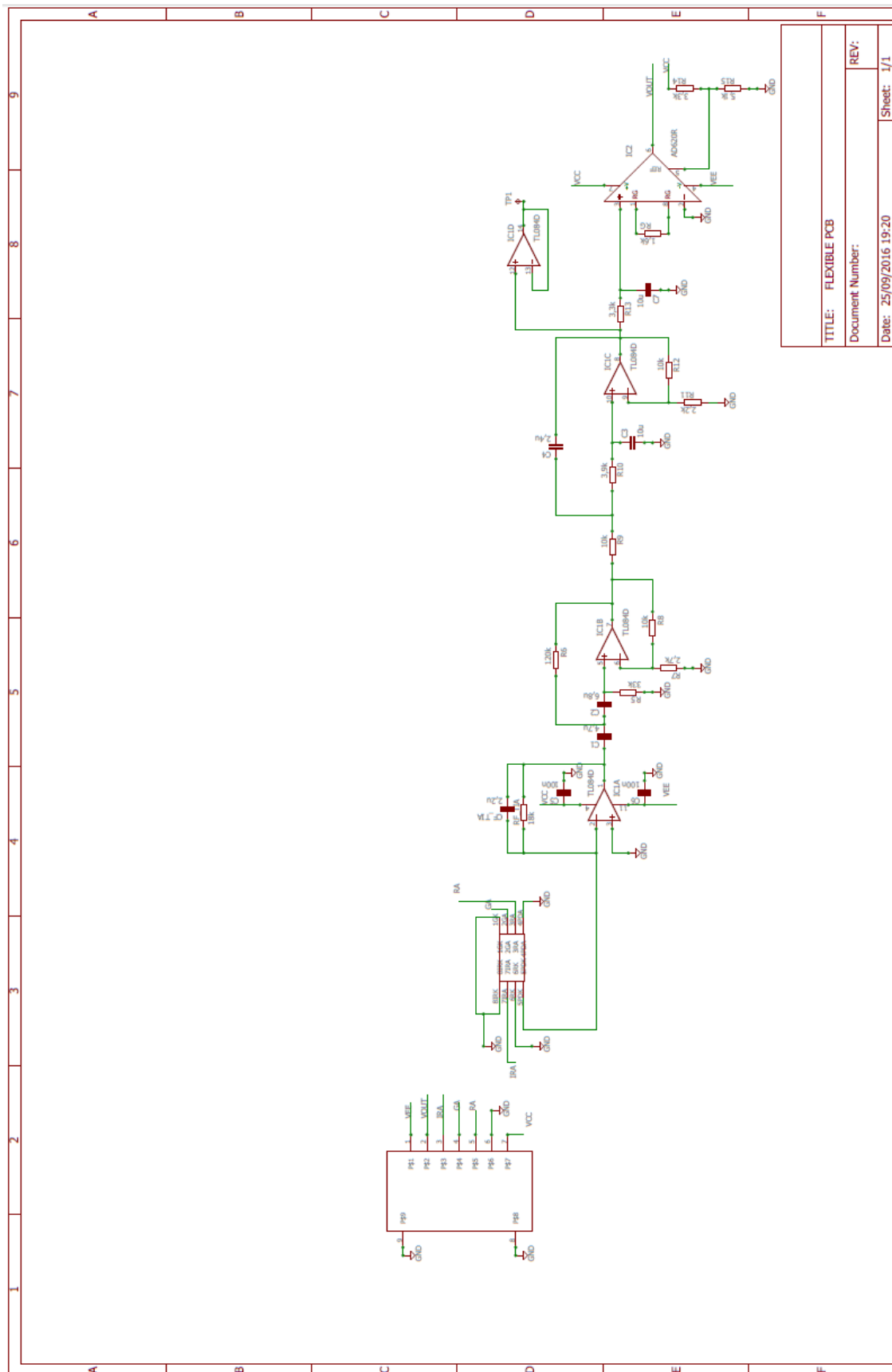


Figura 69: *Layout* de la placa de conversión SMD-DIP del sensor SFH7050.

A continuación se incluye un plano del esquemático de la PCB flexible que se mandó fabricar.



En las siguientes imágenes se incluyen los fotolitos de la cara top (Figura 70) y la cara bottom (Figura 71) de la placa flexible que se mandó fabricar, incluyendo las vías. Las imágenes han sido ampliadas por lo que no se corresponden con el tamaño real de la FPCB.

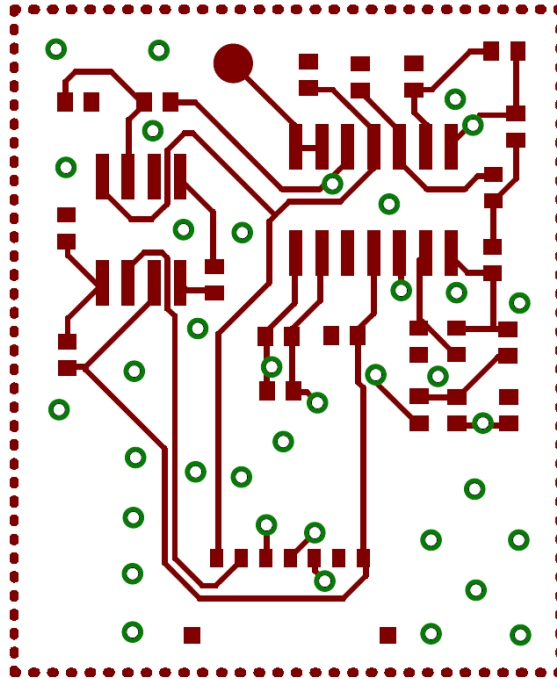


Figura 70: Cara top de la FPCB.

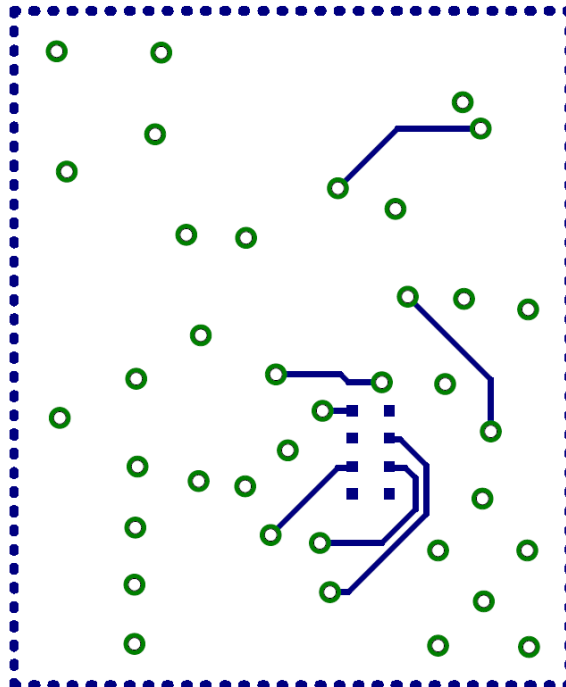


Figura 71: Cara bottom de la FPCB.

## ACRÓNIMOS

### LISTADO DE ACRÓNIMOS

<b>Hb</b>	Hemoglobina
<b>HbO<sub>2</sub></b>	Hemoglobina oxigenada
<b>SpO<sub>2</sub></b>	Saturación de oxígeno en sangre
<b>PD</b>	Fotodiodo ( <i>Photodiode</i> )
<b>IR</b>	Infrarrojo
<b>TIA</b>	Amplificador de transimpedancia
<b>LPF</b>	Filtro paso bajo ( <i>Low Pass Filter</i> )
<b>HPF</b>	Filtro paso alto ( <i>High Pass Filter</i> )
<b>PPG</b>	Señal fotoplefetismográfica ( <i>Photoplethysmography</i> )
<b>HR</b>	Pulso cardiaco ( <i>Heart Rate</i> )
<b>PCB</b>	Placa impresa de circuitos impresos ( <i>Printed Circuit Board</i> )
<b>FPCB</b>	Placa de circuitos impresos flexible ( <i>Flexible Printed Circuit Board</i> )